

**Universidade de Brasília - UnB**  
**Faculdade UnB Gama - FGA**  
**Curso de Engenharia Eletrônica**

**Análise de Desempenho de Sistemas Óticos de  
Comunicação Subaquática**

**Autor: Rodolfo Gabriel Martins Lacerda**  
**Orientador: Leonardo Aguayo**

**Brasília, DF**  
**2015**



**RODOLFO GABRIEL MARTINS LACERDA**

**TÍTULO: Análise de desempenho de sistemas óticos de comunicação  
subaquática**

Monografia submetida ao curso de  
graduação em Engenharia Eletrônica da  
Universidade de Brasília, como requisito  
parcial para obtenção do Título de  
Bacharel em Engenharia Eletrônica.

Orientador: Dr. Leonardo Aguayo

**Brasília, DF  
2015**

### **CIP – Catalogação Internacional da Publicação\***

Martins Lacerda, Rodolfo Gabriel.

Análise de desempenho de sistemas óticos de comunicação sem fio / Rodolfo Gabriel Martins Lacerda. Brasília: UnB, 2015. 80 p.: il.; 29,5 cm.

Monografia (Graduação) – Universidade de Brasília Faculdade do Gama, Brasília, 2015. Orientação: Leonardo Aguayo.

1. Comunicação sem fio. 2. FSO. 3. Ótica I. Aguayo, Leonardo. II. Dr.

CDU Classificação

## **ANÁLISE DE DESEMPENHO DE SISTEMAS ÓTICOS DE COMUNICAÇÃO SUBAQUÁTICA**

**Rodolfo Gabriel Martins Lacerda**

Monografia submetida como requisito parcial para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Eletrônica da Faculdade UnB Gama - FGA, da Universidade de Brasília em 06/07/2015, apresentada e aprovada pela banca examinadora abaixo assinada:

---

**Prof. Dr: Leonardo Aguayo, UnB/ FGA**

Orientador

---

**Prof. Dr: Renato Vilela Lopes, UnB/ FGA**

Membro Convidado

---

**Prof. Dr: Wellington Avelino do Amaral, UnB/ FGA**

Membro Convidado

Brasília, DF

2015

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço aos meus amigos, familiares, professores, em especial ao professor Leonardo Aguayo, por estar sempre à disposição para uma troca de ideias, auxiliando no desenvolvimento deste trabalho, agradeço também aos servidores que de alguma forma contribuíram para que este trabalho fosse finalizado.

Comunicação não é o que você fala, mas  
o que o outro compreende do que foi dito.  
Claudia Belucci.

## RESUMO

A crescente necessidade de comunicação subaquática, seja para a comunicação entre pessoas, para operação de veículos não tripulados ou para análise de sistemas de monitoramento em tempo real, tem estimulado o interesse em pesquisas para desenvolvimento de novas tecnologias que possam aprimorar os sistemas de comunicação subaquáticos hoje existentes. Neste trabalho será analisado o sistema de comunicação ótica sem fio no meio aquático, uma vez que, verifica-se que o sistema mais utilizado atualmente neste ambiente é o sistema de comunicação sem fio por meio da acústica, o qual não proporciona altas taxas de transmissão, as quais são necessárias para realizar o monitoramento por meio de vídeo ou para transmissão de uma grande quantidade de dados coletados por sensores em tempo real. Para realizar a análise foi desenvolvido um protótipo do sistema de comunicação. Para isso, serão selecionados dispositivos de transmissão e recepção do sinal, dispositivo necessário para tratamento dos dados enviados e recebidos e por fim apresentada a metodologia de trabalho para realização dos testes e os resultados obtidos.

**Palavras-chave:** Altas taxas de transmissão. Ótica. Sem fio. Mobilidade.

## ABSTRACT

The growing need for underwater communication, it is for communication between people, to operate drones or real-time analysis of systems has stimulated interest in research to develop new technologies that can improve the currently existing underwater communication systems. This paper will analyze the system of optical wireless communication in the aquatic environment, because the most frequently used system today is the acoustic communication system, which not provide high transmission rates, which are necessary to perform video in real-time or transmission of a large amount of data collected by sensors. To perform the analysis, a prototype of the communication system will be developed, to do this is necessary select the transmission and reception of the signal, the device required for processing the data sent and received, and finally will be presented the work methodology.

**Keywords:** High transmission rates. Optical Wireless communication. Mobility. Costs



## LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Diagrama referente ao sistema de transmissão ótico sem fio propagado no meio aquático.

Figura 2: Representação de um sinal enviado por meio da metodologia *On-Off Keying*.

Figura 3: Representação de um esquemático de um LED – 1-Anodo e 2 Catodo.

Figura 4: Representação de *bandgaps* em alguns materiais.

Figura 5: Representação do diodo laser de emissão vertical.

Figura 6: Coeficiente de absorção da radiação eletromagnética em vários comprimentos de onda no meio aquático.

Figura 7: Coeficiente de absorção da radiação eletromagnética em comprimentos de onda de luz visível no meio aquático.

Figura 8: Simbologia do fotodiodo.

Figura 9: Modos de operação e curvas  $I \times V$ .

Figura 10: Esquemático do fotodiodo avalanche.

Figura 11: Esquemático de um fotoresistor.

Figura 12: Fluxograma de funcionamento do conversor A/D.

Figura 13: Esquemático do fototransmissor.

Figura 14: Esquemático do fotorreceptor.

Figura 15: Simulação do CI *DAC 0808*.

Figura 16: Esquemático da metodologia de medição.

Figura 17: Medição dos valores do sinal de entrada no canal 1.

Figura 18: Medição do tempo utilizado na conversão do valor digital de 10 bits para 8 bits.

Figura 19: Medição do tempo utilizado na conversão analógico - digital.

Figura 20: Medição do tempo total (intervalo entre as conversões).

Figura 21: Medição dos valores do sinal de saída no canal 2.

Figura 22: Atraso medido por meio da borda de descida.

Figura 23: Atraso medido por meio da borda de descida.

Figura 24: Onda senoidal a 10 Hz como sinal de entrada.

Figura 25: Tempo de subida do fotorreceptor.

Figura 26: Tempo de descida do fotorreceptor.

Figura 27: Bancada de testes.

Figura 28: Teste a uma distância aproximadamente nula.

Figura 29: Resultado obtido a uma distância aproximadamente nula.

Figura 30: Resultado obtido a uma distância de 11 cm.

Figura 31: Variação da tensão mínima no receptor em função da distância em cm.

Figura 32: Variação da amplitude do sinal recebido em função da distância em cm.

Figura 33: Variação da potência do sinal recebido em função da distância.

Figura 34: Taxa de erro de bit em função de  $E_b/N_0$ .

Figura 35: Taxa de erro de bit típicos em sistemas de transmissão digital[19].

Figura 36:  $E_b/N_0$  em função da distância.

Figura 37: Taxa de erro de bit em função da distância.

Figura 38: Inclusão de uma vasilha de vidro no ambiente de testes.

Figura 39: Inclusão de água filtrada no interior da vasilha.

Figura 40: Sinal recebido com a transmissão do sinal no meio subaquático.

Figura 41: Inclusão de Sal refinado no meio.

Figura 42: Resultado obtido quando da inclusão de Sal refinado no meio subaquático.

Figura 43: Resultado obtido quando da inclusão de açúcar no meio subaquático.

## LISTA DE QUADROS

Quadro 1: Relação entre o material dopante e a cor emitida.

## LISTA DE SIGLAS:

CI: Circuito Integrado.

dB: Decibel

dBm: Decibel *milliwatt*

FSO: *Free Space Optics*.

Gbps: *Gigabit* por segundo.

Kbps: *Quilobit* por segundo.

LED: Diodo emissor de luz.

Mbps: *Megabit* por segundo.

ms: Milisegundos.

OOK: *On-Off Keying*.

TEB = Taxa de erro de *bit*.

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Comparativo entre o LED e o Diodo laser.

Tabela 2: Tabelas de cores em função do comprimento de onda.

Tabela 3: Comparativo entre fotorreceptores.

Tabela 4: Características do C/ DAC 0808.

Tabela 5: Validação do funcionamento do conversor A/D.

Tabela 6: Validação do funcionamento do conversor D/A.

Tabela 7: Resposta a entrada sem a correção do sistema.

Tabela 8: Resposta a entrada com a correção do sistema antes da transmissão.

Tabela 9: Variação do valor de tensão mínimo em função da distância.

Tabela 10: Potência do sinal recebido em função da distância.

Tabela 11: Relação entre a potência de sinal e a potência de ruído.

## LISTA DE SÍMBOLOS

$e$ : Exponencial logarítimo.

$\pi$ : PI.

$\Sigma$ : Somatório.

## SUMÁRIO

<b>AGRADECIMENTOS .....</b>	<b>5</b>
<b>RESUMO.....</b>	<b>7</b>
<b>ABSTRACT .....</b>	<b>8</b>
<b>LISTA DE FIGURAS .....</b>	<b>9</b>
<b>LISTA DE QUADROS .....</b>	<b>12</b>
<b>LISTA DE SIGLAS:.....</b>	<b>12</b>
<b>1. INTRODUÇÃO .....</b>	<b>16</b>
1.1. CONTEXTUALIZAÇÃO .....	17
1.2. OBJETIVOS.....	18
1.2.1. OBJETIVOS GERAIS .....	18
1.2.2. OBJETIVOS ESPECÍFICOS .....	18
1.3. ESTRUTURA DO TEXTO .....	19
<b>2. SELEÇÃO DE COMPONENTES PARA SISTEMA DE COMUNICAÇÕES</b>	
<b>ÓPTICAS 20</b>	
2.1. INTRODUÇÃO .....	20
2.2. PROPOSTA DE IMPLEMENTAÇÃO .....	21
2.3. SELEÇÃO DOS COMPONENTES FOTOEMISSORES .....	23
2.3.1. DIODO EMISSOR DE LUZ (LED) .....	23
2.3.2. DIODO LASER.....	27
2.3.3. COMPARAÇÃO QUANTITATIVA E SELEÇÃO.....	28
2.4. SELEÇÃO DOS COMPONENTES FOTORRECEPTORES .....	31
2.4.1. FOTODIODO.....	31
2.4.2. FOTODIODO AVALANCHE.....	33
2.4.3. FOTORESISTOR .....	34
2.4.4. FOTOTRANSISTOR .....	35
2.4.5. SELEÇÃO DO FOTORRECEPTOR MAIS ADEQUADO.....	35
<b>3. PROJETO DO SISTEMA .....</b>	<b>38</b>
3.1. CONFIGURAÇÃO DO MICROCONTROLADOR .....	38
3.2. POLARIZAÇÃO DO FOTOEMISSOR E FOTODETECTOR .....	41
3.3. CIRCUITO PARA CONVERSÃO D/A .....	42
<b>4. RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....</b>	<b>45</b>
4.1. TESTES DE VALIDAÇÃO DA TAXA DE AMOSTRAGEM .....	46
4.2. TESTES DE VALIDAÇÃO DA CONVERSÃO A/D E D/A .....	49
4.3. TEMPOS DE RESPOSTA DO FOTOEMISSOR E FOTORRECEPTOR .....	54

4.4.	TESTE FIM-A-FIM DE CONVERSÃO A/D E D/A.....	55
4.5.	TESTES DO ENLACE ÓPTICO .....	56
4.5.1.	TESTES USANDO INTERFACE AÉREA.....	57
4.5.2.	TESTES USANDO CANAL DE TRANSMISSÃO AQUÁTICO .....	68
5.	CONSIDERAÇÕES FINAIS .....	72
	BIBLIOGRAFIA.....	74
	ANEXO A .....	76

# 1. INTRODUÇÃO

Atualmente, a necessidade de comunicação no meio subaquático está crescendo em larga escala. Este tipo de comunicação é utilizado, por exemplo, para fins de monitoramento de instalações petrolíferas, monitoramento de submarinos, controle de poluição, uma vez que pode ser realizada a leitura de sensores no fundo do mar em tempo real, comunicação entre submarinos, controle de veículos não tripulados, submarinos que costumam ser utilizados na exploração petrolífera ou em pesquisas científicas marinhas [1], além de ser necessária em expedições submarinas realizadas por mergulhadores, pois os mesmos precisam se comunicar durante o trajeto.

Além disso, a necessidade de realizar o controle remoto de equipamentos eletrônicos ocorre pelo fato de que a cada dia novos equipamentos vêm sendo desenvolvidos para realizar tarefas antes executadas por humanos ou tarefas que não eram executadas por impossibilidade de o ser humano executá-las com segurança. Tarefas repetitivas, perigosas ou que necessitam de uma alta taxa de precisão podem ser executadas de maneira mais eficiente por meio de aplicações robóticas.

Entretanto, existem atividades complexas atualmente que não são supridas somente por meio da inteligência artificial ou eletrônica embarcada, necessitando de supervisão do ser humano em tempo real para tomada de decisões ou análise de dados que estejam sendo coletados e com isso realizar a determinação de uma próxima ação a ser executada.

Para viabilizar a comunicação para todas estas aplicações, são amplamente difundidos alguns métodos de comunicação, que se mostraram eficazes, mas possuem limitações que serão descritas a seguir.



## 1.1. CONTEXTUALIZAÇÃO

A comunicação utilizando cabos de fibra ótica, por exemplo, proporciona altas taxas de transmissão, que podem chegar a casa dos 40 Gbps [2], possui imunidade a interferências eletromagnéticas, além de possuir um baixo nível de atenuação do sinal em função da distância entre os pontos de transmissão e recepção de dados[2]. Todas estas características são desejáveis quando se projeta um sistema de comunicação para transmissão de dados, voz e vídeo, que é o que se deseja em atividades de monitoramento e pesquisa, onde a velocidade dos dados transmitidos é importante para um melhor aproveitamento das expedições, pois proporcionam reações imediatas às imagens e dados coletados. Sua maior desvantagem fica por conta da ausência de mobilidade, pois, por se tratar de um meio de transmissão cabeado, a área de atuação é reduzida a área de cobertura deste cabeamento, além de que, quando se deseja realizar trabalhos em uma nova área, toda estrutura deve ser transferida e reinstalada em uma nova localidade.

A comunicação por meio da acústica é um meio de transmissão sem fio que, ao contrário da fibra ótica, possui mobilidade e seu alcance é de vários quilômetros. Entretanto, podem haver atrasos significativos na transmissão, devido à velocidade do som na água (cerca de 1500m/s [3]). Taxas de transmissão reduzidas (cerca de 100 Kbps para distâncias de até 1 km [4]) e taxas de erro de bit elevadas inviabilizam transmissões de dados e vídeo com qualidade e também a transmissão massiva de dados coletados por sensores ou a comunicação entre dois submarinos em uma expedição. Outros inconvenientes da comunicação acústica submarina incluem o efeito Doppler e potenciais perigos para os mamíferos marinhos, que também se utilizam da acústica para se localizar ou se alimentar por exemplo. [3]. Esta limitação ambiental eventualmente restringe os níveis da potência de transmissão a ser utilizada.

Realizando uma análise do ponto de vista econômico, a utilização de sistemas de transmissão que utilizam como meio de propagação a fibra ótica possuem um custo elevado se comparado a meios de comunicação sem fio. Calcula-se que o custo de implementação de um sistema de comunicação por meio de fibra ótica é cinco vezes superior ao custo de implementação de uma rede de dados sem fio [5]. Desta forma, do ponto de vista do custo, a utilização de sistemas de comunicação sem fio leva vantagem em relação ao sistema implementado com fibras óticas.

Sabendo que aplicações que se utilizam da comunicação subaquática necessitam de mobilidade aliada a uma elevada taxa de transmissão de dados, além de ser desejável um baixo custo de implementação, surge uma alternativa aos meios de comunicação com base na acústica e na fibra ótica, que é o sistema ótico sem fio de transmissão de dados. Este método de transmissão possui altas taxas de transmissão, mobilidade, mas não possui um alcance tão bom quanto o modelo de transmissão acústico. Suas qualidades, deficiências e aplicabilidade serão objetos de estudo deste trabalho, onde serão avaliadas e testadas diferentes condições de funcionamento, realizando um estudo de caso de cada uma delas e apresentando os resultados obtidos.

## **1.2. OBJETIVOS**

### **1.2.1. OBJETIVOS GERAIS**

Este trabalho tem como objetivo geral montar um protótipo para realizar a análise de um sistema de transmissão que utiliza como meio de propagação a ótica sem fio para utilização em aplicações no meio subaquático.

### **1.2.2. OBJETIVOS ESPECÍFICOS**

Os objetivos específicos são:

- Configuração de um conversor AD (utilizando um microcontrolador) para recepção de um sinal analógico e conversão em um sinal digital.
- Montagem de sistema de transmissão ótico sem fio utilizando fotorreceptor e fototransmissor.
- Montagem de um conversor DA para recepção do sinal digital e conversão em um sinal analógico.
- Aplicação do sistema ótico sem fio de comunicação em meio aquático e análise de seu desempenho em diferentes condições do meio.
- Análise de todo o sistema elencando os resultados obtidos por meio do protótipo.

### **1.3. ESTRUTURA DO TEXTO**

O trabalho está dividido da seguinte forma: no Capítulo 2, apresentam-se conceitos básicos referentes ao sistema de comunicações óptico e seus componentes, além da seleção dos mesmos com base em uma análise de avaliação quantitativa de seus parâmetros. No Capítulo 3, apresentam-se detalhes do projeto de partes do sistema. O Capítulo 4 é dedicado às medições experimentais e análises de resultados, e o Capítulo 5 contém conclusões e sugestões para trabalhos futuros.

## 2. SELEÇÃO DE COMPONENTES PARA SISTEMA DE COMUNICAÇÕES ÓPTICAS

### 2.1. INTRODUÇÃO

*Free-space optical (FSO) communication* ou comunicação ótica sem fio é a tecnologia de transmissão de dados que alia mobilidade, alta taxa de transmissão de dados e um custo de implementação que chega a ser cinco vezes inferior ao custo de implementação da transmissão por meio da fibra ótica [5]. A transmissão ocorre na faixa do infravermelho em ambiente de propagação não confinado.

Como nos sistemas tradicionais de comunicação via fibra ótica, é utilizado para envio de diferentes mensagens, como voz, vídeo e dados. Como citado anteriormente, quando se fala em um meio subaquático, trata-se de uma opção para contornar a baixa taxa de transmissão dos sistemas acústicos e os custos e problemas de mobilidade quando da utilização de fibra ótica.

Diferentemente da transmissão via fibra ótica, o sistema FSO não opera com uma transmissão confinada no meio de propagação. No estudo de caso proposto o meio de propagação será subaquático. O FSO é considerado um meio menos previsível que a fibra, devido ao meio de transmissão utilizado, que pode, por exemplo, causar atenuações e outras degradações aleatórias, afetando a recepção do sinal transmitido e a eficiência do sistema, também vale salientar que esta é uma tecnologia que opera em visada direta, ou seja, entre os elementos de interconexão não deve existir nenhum obstáculo [6].

Como visto anteriormente, comunicação ótica sem fio pode ser uma alternativa que une a mobilidade da comunicação acústica com a alta taxa de transmissão de dados do sistema de fibra ótica. Para propiciar o funcionamento deste sistema no meio

aquático, o plano de necessidades precisa ser especificado e analisado para o correto funcionamento do sistema no meio proposto. Sabe-se que o sistema não pode necessitar de uma grande quantidade de energia, pois é desejável que o mesmo funcione por várias horas com uma quantidade limitada de energia. Analisando a questão de mobilidade, é desejável que o sistema opere mesmo que os receptores e emissores não estejam perfeitamente alinhados. Por fim, é necessário que o sistema propicie taxas de transmissão superiores a 1 Mbps, caso seja necessário realizar a transmissão de vídeos. Analisando todas estas necessidades, verifica-se que precisa ser proposto um sistema que alie alta taxa de transmissão de dados, baixo consumo de energia, tamanho reduzido e baixa complexidade.

## 2.2. PROPOSTA DE IMPLEMENTAÇÃO

Para operar o sistema de comunicação ótica sem fio que atenda o plano de necessidades descrito acima é necessário montar uma estrutura de comunicação onde os dois principais componentes a serem definidos são o fotoemissor e o foto receptor. O diagrama constante da figura 1 demonstra a metodologia de transmissão a ser empregada no sistema de comunicação subaquático ótico sem fio.

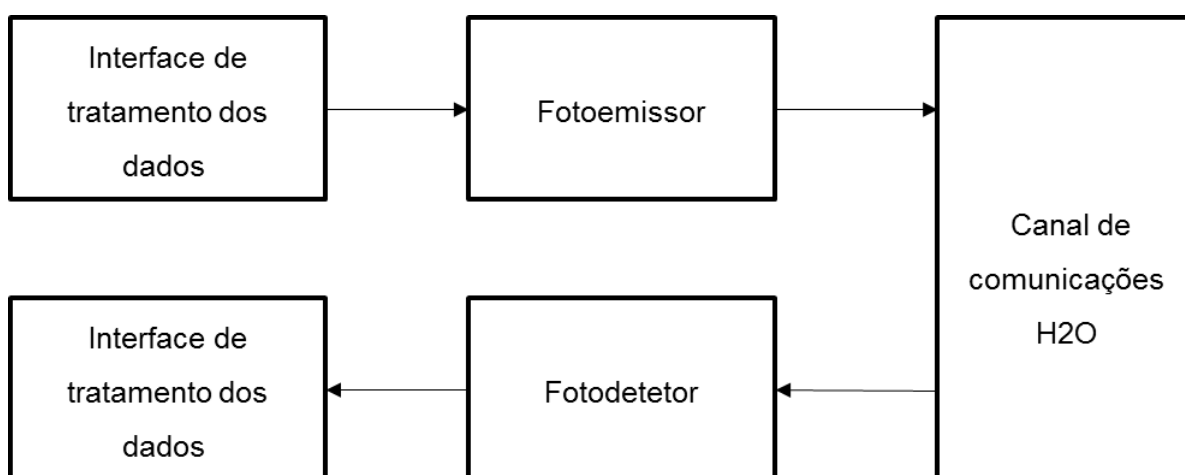


Figura 1: Diagrama referente ao sistema de transmissão ótico sem fio propagado no meio aquático.

O método de transmissão de dados a ser utilizado para transmissão da informação por meio da comunicação ótica sem fio é o método conhecido como *On-Off Keying (OOK)*. Este método de transmissão é mais comumente usado para

transmitir o código Morse sobre frequências de rádio, embora, a princípio, pode ser usado em qualquer esquema de codificação digital, desta forma suas funcionalidades podem ser implementadas no sistema de transmissão ótico sem fio desde que analisados os efeitos de ruído, pois o OOK é bastante sensível a interferências.

Seu funcionamento consiste em uma forma simples de modulação. Funciona com base na alternância da amplitude de um sinal que representa dados digitais como a presença ou ausência de uma onda portadora. De forma simplificada podemos dizer que a presença de um sinal durante um determinado tempo representa um binário um, enquanto que a ausência durante o mesmo tempo representa um binário zero. Alguns esquemas mais sofisticados podem variar estas durações para transmitir informações adicionais [8]. A figura 2 representa a forma de onda de um sinal transmitido por meio da sinalização OOK, é possível visualizar que o valor binário zero é representado pela ausência de sinal e a presença de sinal representa o valor binário um.

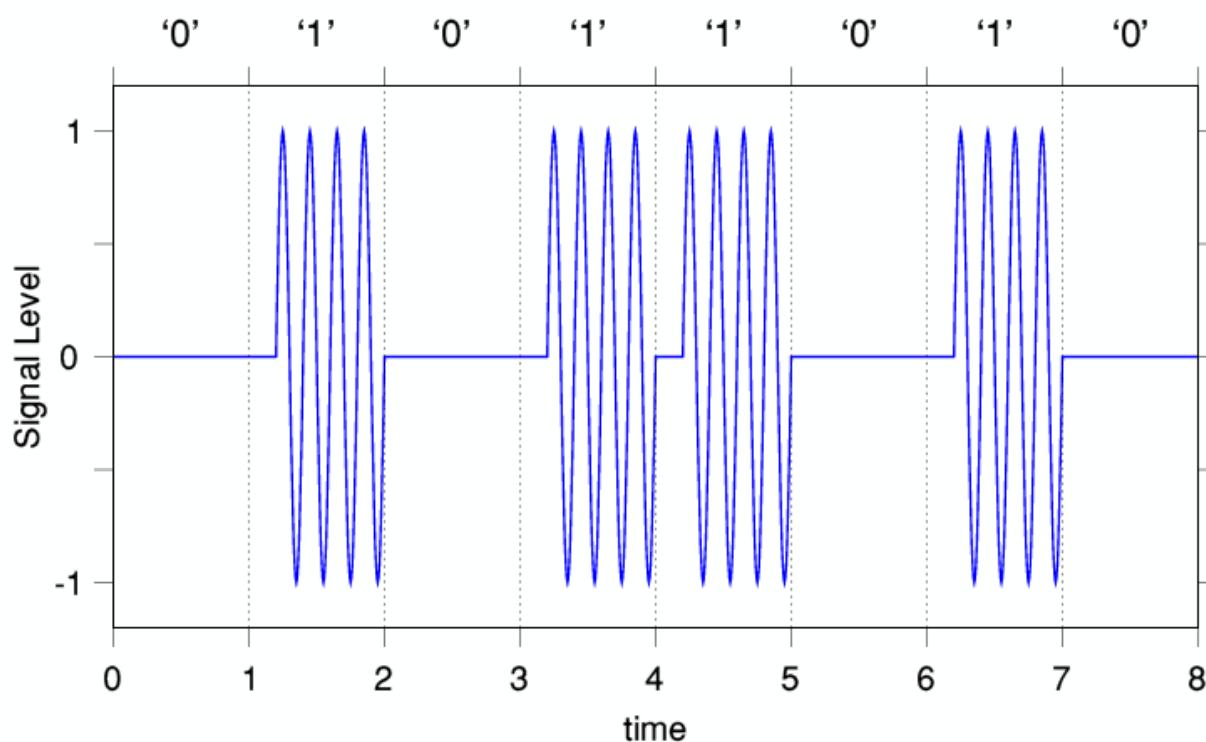


Figura 2: Representação de um sinal enviado por meio da sinalização *On-Off Keying* [13].

## **2.3. SELEÇÃO DOS COMPONENTES FOTOEMISSORES**

Como visto na figura 1, o sinal após processado e modulado será enviado ao dispositivo receptor por meio de um fotoemissor. Para seleção do fotoemissor, algumas características devem ser levadas em conta durante a análise e seleção, dentre elas podemos elencar a taxa de transmissão e a compatibilidade com o fotoreceptor. Como alternativas analisaremos a utilização de LED ou o Diodo laser.

Tanto o LED quanto o Diodo laser são semicondutores emissores de luz. Ambos possuem uma combinação de propriedades desejáveis para implementação do sistema de comunicação proposto, como tamanho, as faixas de comprimento de onda, a potência, a linearidade, a simplicidade de modulação, o baixo custo e a confiabilidade.

Ambos são dispositivos semicondutores polarizados diretamente por meio de junções PN. No seu processo de fabricação eles costumam ser demasiadamente dopados em relação aos diodos eletrônicos. O mecanismo para a produção de luz requer densidades de corrente de valor relativamente elevado em comparação com a maioria dos outros dispositivos eletrônicos. O fluxo de corrente tende a espalhar-se de maneira amplamente distante, com isso ele atravessa a junção, diminuindo a densidade de corrente. Para superar este efeito de espalhamento, o fluxo de corrente se limita a uma pequena área. Para ajudar a limitar a luz para uma porção do dispositivo, outras camadas dopadas são adicionadas em ambos os lados da junção PN. As junções resultantes são chamadas de homojunções ou heterojunções, dependendo da composição do material, estas junções servem para aumentar a eficiência operacional dos dispositivos. Efeitos da temperatura são importantes em semicondutores, a não dependência da temperatura leva ao aumento global no rendimento dos dispositivos, ao aumento da estabilidade, bem como da confiabilidade do dispositivo [9].

### **2.3.1. DIODO EMISSOR DE LUZ (LED)**

O LED é um diodo semicondutor (junção PN) que quando energizado emite luz visível. A luz consiste de uma banda espectral relativamente estreita e é produzida pelas interações energéticas do elétron. O processo de emissão de luz pela aplicação de uma fonte elétrica de energia é chamado eletroluminescência, seu esquemático pode ser visualizado na figura 3.

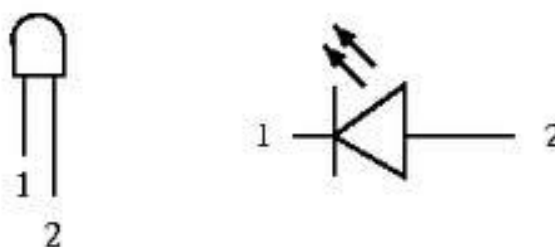


Figura 3: Representação de um esquemático de um LED – 1-Anodo e 2 Catodo [14].

Em qualquer junção PN polarizada diretamente, dentro da estrutura, próximo à junção, ocorrem recombinações de lacunas e elétrons. Essa recombinação exige que a energia possuída pelos elétrons seja liberada, o que ocorre na forma de calor ou fótons de luz.

No silício e no germânio, que são os elementos básicos dos diodos e transistores, entre outros componentes eletrônicos, a maior parte da energia é liberada na forma de calor, sendo insignificante a luz emitida. Isso ocorre devido ao material possuir característica opaca, com isso os componentes que trabalham com maior capacidade de corrente chegam a precisar de irradiadores de calor (dissipadores) para ajudar na manutenção dessa temperatura em um patamar tolerável. Já em outros materiais, como o arsenieto de gálio (GaAs) ou o fosfeto de gálio (GaP), a quantidade de fótons de luz emitida é suficiente para constituir fontes de luz bastante eficientes.

A forma simplificada de uma junção PN de um LED demonstra seu processo de eletroluminescência. O material dopante de uma área do semicondutor contém átomos com um elétron a menos na banda de valência em relação ao material semicondutor. Na ligação, os íons desse material dopante removem elétrons de valência do semicondutor, deixando lacunas, fazendo com que o semicondutor se torne do tipo P. Na outra área do semicondutor, o material dopante contém átomos com um elétron a mais do que o semicondutor puro em sua faixa de valência. Portanto, na ligação, esse elétron fica disponível sob a forma de elétron livre, formando o semicondutor do tipo N.

Os semicondutores também podem ser do tipo compensados, isto é, possuem ambos os dopantes (P e N). Neste caso, o dopante em maior concentração



determinará a que tipo pertence o semiconductor. Se existem mais dopantes que levariam ao P do que do ao N, o semiconductor será do tipo P. Isso implicará, contudo, na redução da Mobilidade dos Portadores, que é a facilidade com que cargas N e P (elétrons e buracos) atravessam a estrutura cristalina do material sem colidir com a estrutura. Quanto maior a mobilidade dos portadores, menor será a perda de energia, portanto mais baixa será a resistividade.

Na região de contato das áreas, elétrons e lacunas se recombinaem, criando uma fina camada praticamente isenta de portadores de carga, a chamada barreira de potencial, onde há apenas os íons doadores da região N e os íons aceitadores da região P, que por não apresentarem portadores de carga, isolam as demais lacunas do material P dos outros elétrons livres do material N. Um elétron livre ou uma lacuna só pode atravessar a barreira de potencial mediante a aplicação de energia externa (polarização direta da junção).

Nesse ponto ressalta-se um fato físico do semiconductor: nesse material, os elétrons só podem assumir determinados níveis de energia (níveis discretos), sendo que os elétrons ocupam as bandas de valência e condução de maiores níveis energéticos. A região compreendida entre o topo da banda de valência e a parte inferior da banda de condução descrita na figura 4 é a camada chamada de *bandgap*. Se o material semiconductor for puro, não terá elétrons nessa banda. A recombinação entre elétrons e lacunas, que ocorre depois de vencida a barreira de potencial, pode acontecer na banda de valência ou na camada chamada de *bandgap*. A possibilidade de essa recombinação ocorrer no *bandgap* se deve à criação de estados eletrônicos de energia nessa área pela introdução de outras impurezas no material.

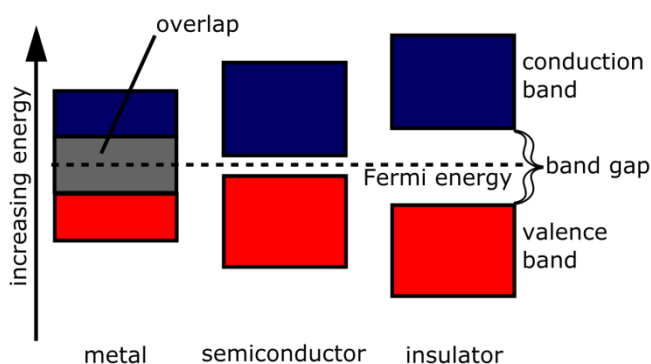


Figura 4: Representação de *bandgaps* em alguns materiais [9].

Como a recombinação ocorre mais facilmente no nível de energia mais próximo da banda de condução, podem-se escolher adequadamente as impurezas para a confecção dos LEDs, de modo a exibirem comprimentos de onda adequados para a emissão da cor de luz desejada.

A cor da luz emitida, portanto, dependente do cristal e da impureza de dopagem com que o componente é fabricado, pois dependendo da impureza dopante a ser utilizada, o *bandgap* do semiconductor será modificado, exemplos dessa relação podem ser vistos no quadro 1. O LED que utiliza o arsenieto de gálio emite radiações infravermelhas, já realizando a dopagem com fósforo, a emissão pode ser vermelha ou amarela, de acordo com a concentração, utilizando-se fosfato de gálio com dopagem de nitrogênio, a luz emitida pode ser verde ou amarela, com o uso de outros materiais, consegue-se fabricar LEDs que emitem luz azul, violeta e até ultravioleta [9].

Quadro 1: Relação entre o material dopante e a cor emitida.

Semicondutor	Cor da luz	Comprimento de onda
Arsenieto de gálio e alumínio	Infravermelha	880 nm
Arsenieto de gálio e alumínio	Vermelha	645 nm
Fosfato de alumínio, índio e gálio	Amarela	595 nm
Fosfato de gálio	Verde	565 nm
Nitreto de gálio	Azul	430 nm

Outro parâmetro importante que deve ser analisado em relação aos LEDs é a velocidade em quem o LED consegue realizar a troca de estado, pois este é um parâmetro vital para utilização do mesmo no sistema de comunicação proposto, já que velocidade é uma variável necessária para viabilidade do processo. Quanto a isso, verifica-se que dependendo de como o semiconductor for projetado, a velocidade de alternância de estado pode chegar à casa dos MHz, mas vale lembrar que quanto maior a velocidade, menor a durabilidade do dispositivo [9].

Por fim verifica-se que os LEDs expostos a temperaturas expressivamente altas tem seu desempenho reduzido, podendo se tornar não linear, mas geralmente possuem alta eficiência, estabilidade e confiabilidade.

### 2.3.2. DIODO LASER

Como qualquer tipo de laser, o laser semiconductor produz luz fortemente monocromática, coerente, com polarização e direção bem definidas. O funcionamento do laser semiconductor é similar ao funcionamento do diodo. A diferença está na geração de fótons que, para o caso do díodo, tem origem na emissão espontânea enquanto que no laser semiconductor tem origem na emissão estimulada. Em vez de meios ativos sólidos ou gasosos, o laser díodo utiliza uma junção PN para este efeito. As junções PN podem ser por sua vez junções do tipo 'PPN' chamadas de heterojunções. Este novo tipo de junções confina a zona ativa do laser numa região muito pequena. Outra diferença entre o diodo laser e os lasers do estado sólido e gasosos reside na fonte de energia. Os lasers do estado sólido e gasosos utilizam luz como fonte de energia. O diodo laser utiliza por sua vez corrente elétrica através de junções PN para injetar elétrons na zona de condução e lacunas na zona de valência.

Os lasers são formados por uma zona ativa dentro da cavidade laser onde ocorre emissão estimulada. Para que isso ocorra é aplicada uma corrente na junção PN do diodo laser. O caso mais clássico do diodo laser é o caso da homojunção, isto é, junção PN. Neste tipo de diodo há a necessidade de altos valores de corrente de limiar, dependendo da aplicação, para que ocorra a geração de luz laser. Ainda a respeito do diodo laser de homojunção, esta corrente de limiar varia diretamente com a temperatura do diodo, característica esta desagradável. Portanto, este tipo de laser tem pobre fator ótico e baixa eficiência. Esta junção PN confina a zona ativa do laser a uma região do espaço relativamente grande em comparação com a heterojunção. Na heterojunção temos uma zona ativa entre os lados N e P extremo, ou seja, numa zona P. A limitação da zona ativa numa região menor do espaço no caso da heterojunção deve-se ao fato dos portadores estarem limitados em ambos os lados da região ativa pelas barreiras da heterojunção enquanto que os portadores na homojunção podem mover-se fora da zona ativa onde a recombinação radiativa ocorre.

Os lasers semicondutores têm duas estruturas de emissão, que são a de emissão longitudinal e a de emissão vertical. Na primeira a luz é emitida na direção perpendicular à junção PN, enquanto que na segunda a luz é emitida ao longo da direção da junção PN. O tratamento destas duas estruturas é diferente, uma vez que a cavidade ressonante no primeiro caso pode atingir décimos de milímetro enquanto

que a cavidade do segundo caso pode atingir no máximo centenas de nanômetros. A divergência do feixe dos lasers de emissão longitudinal é maior do que a divergência do feixe dos lasers de emissão vertical. A velocidade de transmissão de dados dos lasers de emissão longitudinal é superior à velocidade de transmissão dos lasers de emissão vertical. Desta forma podemos concluir que as vantagens dos lasers por emissão longitudinal são a elevada potência e velocidade de transmissão de dados em comparação com os lasers de emissão vertical. No entanto os lasers de emissão vertical são mais baratos, necessitam de baixa potência para emissão e a divergência do feixe é menor do que os lasers de emissão longitudinal [9].

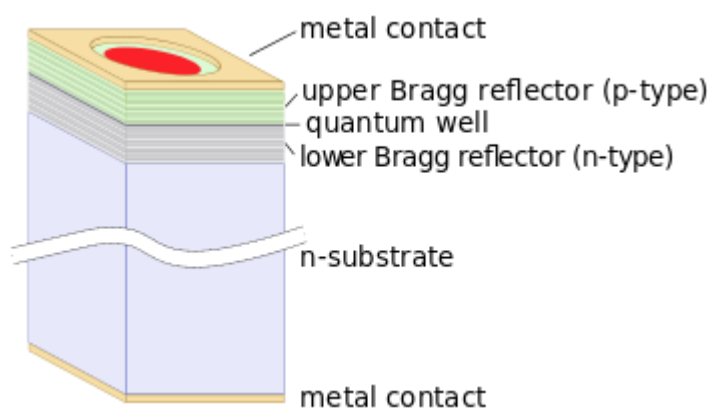


Figura 5: Representação do diodo laser de emissão vertical [15].

Adicionalmente a tudo que foi explicado acerca do diodo laser, vale ressaltar que os mesmos são altamente sensíveis à mudança de temperatura e corrente elétrica, o comprimento de onda pode chegar a variar na proporção de  $0,1\text{nm}/^\circ\text{C}$  [11], com isso comprometendo a eficiência do sistema em ambientes onde as condições ideais de operação não podem ser mantidas. Também vale ressaltar o custo elevado e a complexidade de operação de um sistema onde se utiliza como dispositivo emissor o diodo laser.

### 2.3.3. COMPARAÇÃO QUANTITATIVA E SELEÇÃO

Por meio da análise das características do LED e do Diodo laser descritas nos parágrafos acima é possível elaborar uma tabela comparativa e com isso fazer a escolha do dispositivo mais adequado para implementação do sistema proposto.

Tabela 1: Comparativo entre o LED e o Diodo laser.

Item de Avaliação	Critério	LED		Diodo Laser	
		Característica	Score	Característica	Score
Largura de Banda	> 1 MHz	< 200 MHz	1	> 1 GHz	1
Sensibilidade à temperatura	Baixa	Baixa	1	Alta	0
Durabilidade	> 10 <sup>5</sup> horas	10 <sup>5</sup> a 10 <sup>8</sup> horas	1	10 <sup>5</sup> horas	0
Confiabilidade	Alta	Alta	1	Média	0
Facilidade de aquisição	Média	Alta	1	Média	1
Preço	Médio	Baixo	1	Média	1
		<b>Total</b>	<b>6</b>	<b>Total</b>	<b>3</b>

Realizando uma análise dos dados contidos na tabela 1, verifica-se que o LED é o dispositivo mais adequado para a aplicação proposta, uma vez que possui largura de banda suficiente, baixa dependência a variação de temperatura, alta durabilidade e confiabilidade, além da facilidade de se encontrar o produto no mercado e baixo preço. A pontuação foi dada atribuindo o valor “1” se há atendimento ao critério de avaliação, e “0” em caso contrário.

Sabendo que o LED se configura como a melhor opção, deve-se definir qual LED deve ser utilizado levando em consideração o meio aquático, que é onde o sistema será implementado e analisado. Sabe-se que o sistema ótico é altamente atenuado no meio aquático, desta forma deve-se selecionar um LED na qual a cor possua um comprimento de onda que permita um menor nível de atenuação. As figuras 6 e 7 demonstram o coeficiente de absorção da onda eletromagnética no meio aquático.

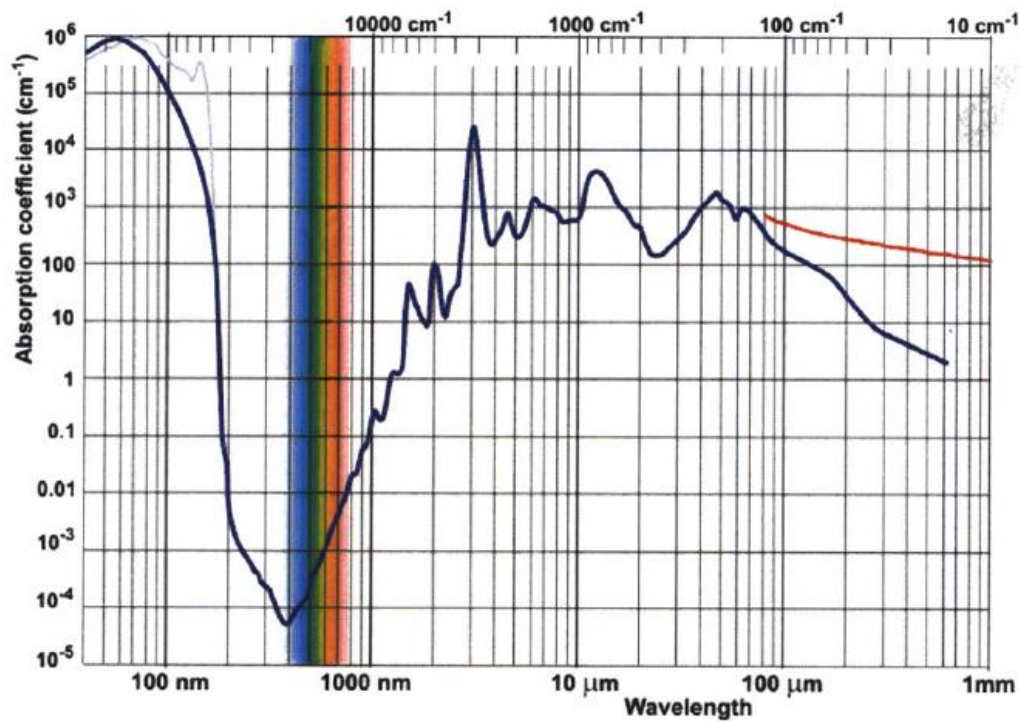


Figura 6: Coeficiente de absorção da radiação eletromagnética em vários comprimentos de onda no meio aquático [4].

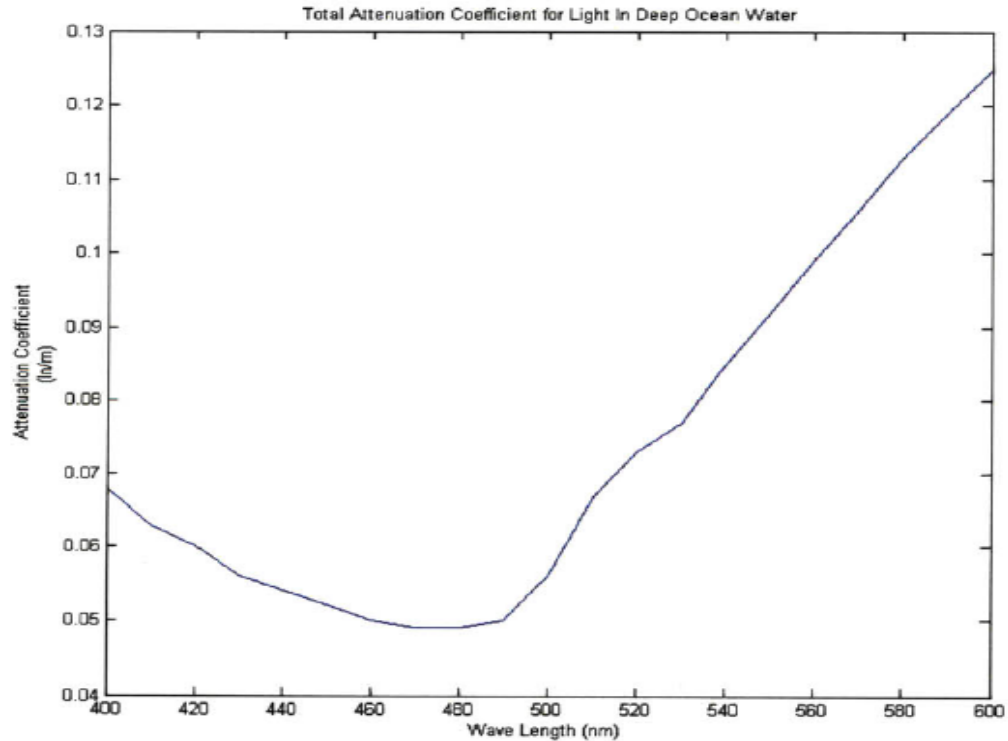


Figura 7: Coeficiente de absorção da radiação eletromagnética em comprimentos de onda de luz visível no meio aquático [4].

Tabela 2: Tabelas de cores em função do comprimento de onda.

			Tensão de alimentação
Cor	Frequência	Comprimento de onda	
violeta	668–789 THz	380–450 nm	> 3,0 V
azul	606–668 THz	450–495 nm	> 3,0 V
verde	526–606 THz	495–570 nm	2,0V <> 3,0V
amarelo	508–526 THz	570–590 nm	1,7V <> 2,0V
Laranja	484–508 THz	590–620 nm	1,7V <> 2,0V
vermelho	400–484 THz	620–750 nm	> 1,7 V

Por meio da análise dos coeficientes de absorção expostos nas figuras 6 e 7 e análise da tabela 2, conclui-se que a utilização de LEDs com comprimento de onda na faixa dos 450 a 480 nanômetros, ou seja, o LED na cor azul se mostra como a melhor alternativa para viabilizar a transmissão ótica sem fio em um meio aquático, pois apresentará o menor nível de atenuação causada pelo meio.

## 2.4. SELEÇÃO DOS COMPONENTES FOTORRECEPTORES

Após definir o LED como o dispositivo emissor, é necessário definir o dispositivo receptor a ser empregado no projeto, pois o dispositivo receptor é o responsável por receber os sinais óticos. Sinais que serão tratados na interface de tratamento dos dados, a qual será explicada posteriormente. Para isso, serão analisados os dispositivos denominados fotodiodo, fotodiodo avalanche, fotoresistor e o fototransistor.

### 2.4.1. FOTODIODO

O fotodiodo é um dispositivo que converte energia luminosa em corrente elétrica, em polarização reversa, quando da incidência de luz, o fotodiodo faz a corrente transcorrer através do dispositivo. É um dispositivo de junção PN semicondutor cuja região de operação é limitada pela região de polarização reversa e caracteriza-se por ser sensível à luz. A aplicação de luz à junção resultará em uma transferência de energia das ondas luminosas incidentes (na forma de fótons) para a estrutura atômica, resultando em um aumento do número de portadores minoritários e um aumento do

nível da corrente reversa. A corrente negra é a corrente que existirá sem nenhuma iluminação aplicada. A corrente retornará a zero somente se for aplicada uma polarização positiva igual a  $V_o$ .

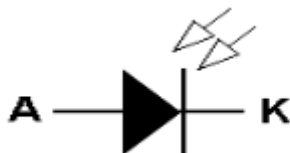


Figura 8: Simbologia do fotodiodo

A corrente reversa e o fluxo luminoso variam quase que linearmente, ou seja, um aumento na intensidade luminosa resultará em um aumento semelhante na corrente reversa. Podemos admitir que a corrente reversa é essencialmente nula na ausência de luz incidente. Como os tempos de subida e de queda (parâmetros de mudança de estado) são da ordem de nanosegundos, o dispositivo pode ser usado na aplicação de contagem ou comutação de alta velocidade. O germânio é mais adequado para luz incidente na região infravermelha, já que abrange um espectro mais amplo de comprimentos de onda do que o silício, apesar de sua corrente negra ser maior. O nível de corrente gerada pela luz incidente sobre um fotodiodo não é suficiente para que ele possa ser usado em um controle direto, sendo necessário para isto que haja um estágio de amplificação [12].

Existem duas maneiras de operar um fotodiodo. Ele pode funcionar como uma célula fotovoltaica (a incidência de luz gera tensão) ou como uma célula fotocondutiva (a incidência de luz gera corrente) [12]. A figura 9 mostra o gráfico das características dos fotodiodos.



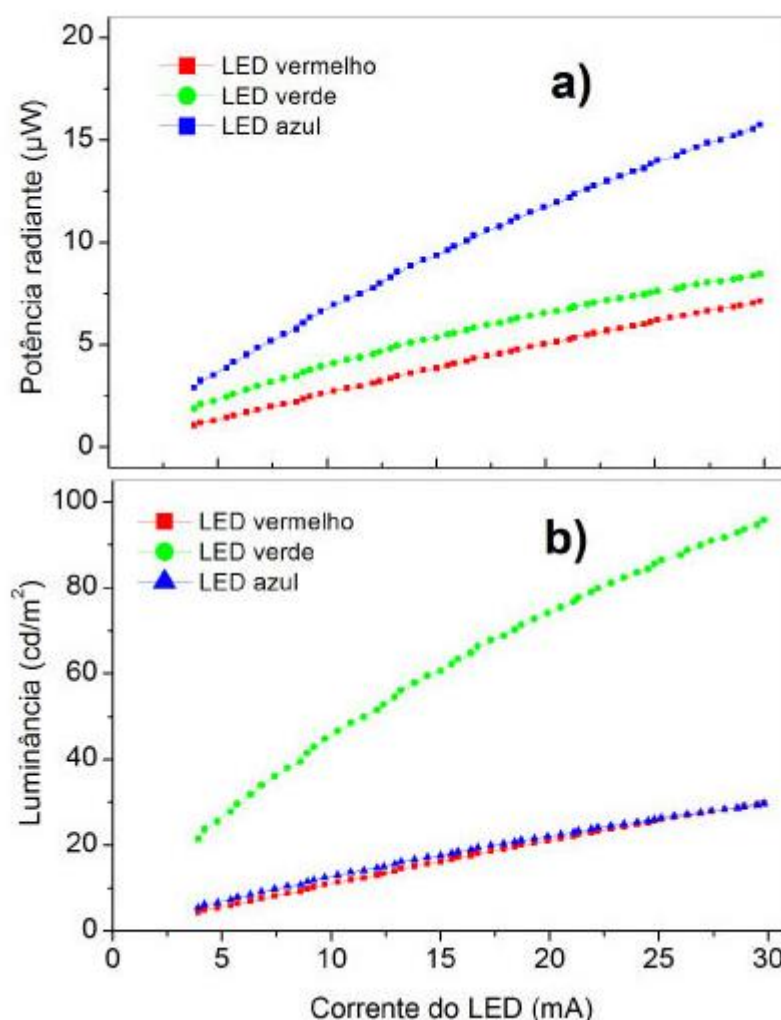


Figura 9: Potência radiante e luminescência em função da corrente [16].

Além das características descritas acima, vale salientar que o fotodiodo é pequeno, robusto, possui um baixo custo, além de ser amplamente disponível para compra.

#### 2.4.2. FOTODIODO AVALANCHE

O fotodiodo de avalanche opera polarizado no sentido inverso, perto do ponto de avalanche, quando poucos portadores de carga liberados provocam fortes correntes inversas. Quando um fóton incide na região sensível ele libera um par elétron-lacuna que se desloca para a região não dopada. Nessa região ele libera mais pares elétrons-lacuna num processo de avalanche que culmina com correntes muito mais intensas

do que as obtidas por diodos comuns. Esse dispositivo não é linear, mas apresenta uma sensibilidade muito maior que os fotodiodos comuns e os fotodiodos PN. Para que o fotodiodo avalanche possa ser operado é necessária uma fonte de tensão que varia de 30 a 300 volts. Um esquemático do fotodiodo avalanche pode ser visto na figura 10.

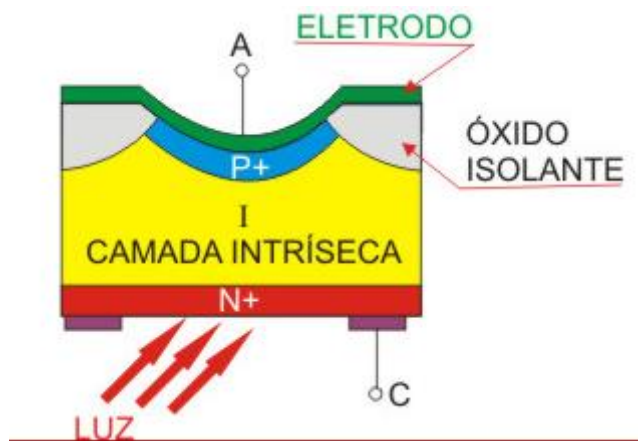


Figura 10: Esquemático do fotodiodo avalanche [17].

### 2.4.3. FOTORESISTOR

O fotoresistor é um componente eletrônico passivo do tipo resistor variável, mais especificamente, é um resistor cuja resistência varia conforme a intensidade da luz que incide sobre ele. Tipicamente, à medida que a intensidade da luz aumenta a sua resistência diminui. O fotoresistor possui alta resistência, na casa dos megaOhms quando não submetido a incidência luminosa. Quando exposto a luz, a resistência decresce de maneira linear chegando a poucas centenas de ohms. Verifica-se que o fotoresistor possui uma boa sensibilidade a presença de luz, por outro lado seu tempo de resposta não é o ideal para aplicações onde se necessita de uma alta frequência de operação. Na figura 11 pode ser visto um esquemático de um fotoresistor.

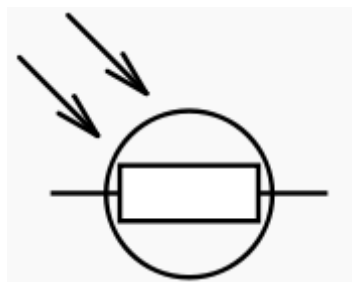


Figura 11: Esquemático de um fotoresistor [18].

#### **2.4.4. FOTOTRANSISTOR**

O fototransistor é mais um dispositivo que funciona baseado no fenômeno da fotocondutividade. Ele pode, ao mesmo tempo, detectar a incidência de luz e fornecer um ganho dentro de um único componente.

Como o transistor convencional, o fototransistor é uma combinação de dois diodos de junção, porém, associado ao efeito transistor aparece o efeito fotoelétrico. Em geral, possui apenas dois terminais acessíveis, o coletor e o emissor, sendo a base incluída apenas para eventual polarização ou controle elétrico. Como nas outras células fotocondutivas, a incidência de luz (fótons) provoca o surgimento de lacunas na vizinhança da junção base-coletor. Esta tensão conduzirá as lacunas para o emissor, enquanto os elétrons passam do emissor para a base. Isso provocará um aumento da corrente de base, o que por consequência implicará numa variação da corrente de coletor beta vezes maior (lembrando que, para  $I_b$  sendo a corrente da base e  $I_c$  a do coletor, temos a relação  $I_c = \beta \times I_b$ , onde  $\beta$  é o ganho do transistor (fornecido pelo fabricante), sendo essa variação proporcional à intensidade da luz incidente. Como a base está normalmente desconectada, a corrente que circula por ela dependerá apenas do fluxo luminoso incidente. Assim, na ausência de luz, a corrente de base será zero e o fototransistor estará cortado, resultando na tensão do coletor igual à tensão de polarização  $V_{cc}$ . Quando há luz incidindo, a tensão no coletor irá diminuir devido ao aumento da corrente.

Devido ao ganho interno do fototransistor, o mesmo é altamente sensível à incidência de luz, por outro lado sua frequência de operação é apenas moderadamente alta (aproximadamente 250KHz).

#### **2.4.5. SELEÇÃO DO FOTORRECEPTOR MAIS ADEQUADO**

Com base nas informações descritas sobre alguns fotodetectores, foi elaborada a tabela 3 para subsidiar a decisão de qual fotodetector deve ser utilizado no projeto.

Tabela 3: Tabelas de cores em função do comprimento de onda.

Item de Avaliação	Critério	Fotodiodo		Fotodiodo Avalanche		Fotoresistores		Fototransistores	
		Característica	Score	Característica	Score	Característica	Score	Característica	Score
Taxa de transmissão	> 1 MHz	MHz a GHz	1	MHz a GHz	1	< 1 Hz	0	< 250 KHz	0
Tamanho	Pequeno	Pequeno	1	Pequeno	1	Pequeno	1	Pequeno	1
Ganho	> 10	1	0	100-1000	1	< 1	0	100-1500	1
Linearidade	Alta	Excelente	1	Não-linear	0	Baixa	1	Média	0
Preço	Baixo	Baixo	1	Médio	0	Baixo	1	Médio	0
Facilidade de aquisição	Alta	Alta	1	Alta	1	Alta	1	Alta	1
Desempenho frente a ruído	Médio	Alta	1	Baixo	0	Alta	1	Alta	1
		Total	6	Total	4	Total	5	Total	4

Realizando uma análise dos dados contidos na tabela 3, verifica-se que o fotodiodo é o dispositivo mais adequado para a aplicação proposta, uma vez que possui largura de banda suficiente, não necessita de tensões elevadas para seu funcionamento, como é o caso do fotodiodo avalanche, possui alta durabilidade e confiabilidade, além da facilidade de se encontrar o produto no mercado e baixo custo.

No próximo Capítulo, apresenta-se a configuração básica do sistema de comunicações, explicitando resultados de simulação e de projeto.

## 3.PROJETO DO SISTEMA

Após análise das opções de fotoemissores e fotorreceptores, os dois principais componentes do sistema proposto, faz se necessário definir quais os circuitos que serão utilizados para viabilizar o funcionamento dos dois dispositivos.

Como visto na figura 1 do Capítulo 2, esta parte foi descrita como interface de tratamento de dados. Essa interface é composta por um microcontrolador que fornece como saída um sinal digital de 8 bits, sinal este que será transmitido por fotoemissores de modo que os sinais recebidos pelos fotorreceptores possam ser inseridos em um conversor D/A que converte o sinal de digital para analógico, reconstituindo o sinal original e possibilitando a comparação entre o sinal enviado e o sinal recebido.

### 3.1. CONFIGURAÇÃO DO MICROCONTROLADOR

Para realizar a conversão do sinal analógico para um sinal digital foi utilizada a linguagem de programação C para programar o microcontrolador MSP - 430 fabricado pela Texas Instruments, um microcontrolador RISC de 16 bits voltado para aplicações de baixo consumo de energia, possui uma CPU pequena, com um número elevado de registradores, aceita uma vasta gama de periféricos, sendo que alguns deles inclusive trabalham sem utilizar a CPU.

Esse microcontrolador foi escolhido pois este já estava disponível para utilização, pois foi utilizado na disciplina de Microcontroladores e Microprocessadores, portanto os métodos de programação dele já eram conhecidos e com isso houve uma economia de tempo na implementação desta parte do protótipo. Além disso ele possui características desejáveis ao projeto, como por exemplo, o baixo consumo de energia.

Para implementação do conversor A/D no MSP - 430 foi necessária a utilização do CLOCK, a utilização do TIMER, denominado TIMER\_A, e a utilização do próprio

conversor A/D, denominado ADC\_10, disponível no microcontrolador. Foram utilizados como valores de referência mínima e máxima o Vss e o Vcc internos do próprio MSP, correspondente aos valores de 0 volts e 3,3 volts, uma vez que correspondem aos limites de tensão aceitos na entrada do microcontrolador.

Além disso foi utilizado um relógio (clock) de 1 MHz, com isso o TIMER\_A gera uma interrupção a cada período de tempo definido pela flag TACCR0. Foi definido o valor de TACCR0 como sendo 21: deste modo, uma interrupção é gerada a cada 0,021 ms. O intervalo de tempo entre cada interrupção pode ser obtido a partir da equação abaixo.

$$Intervalo = TACCR0 \times \left(\frac{1}{clock}\right) = 21 \times \left(\frac{1}{10^6}\right) = 0,021 \text{ ms.} \quad (3.1)$$

Com este intervalo de tempo é possível obter uma taxa de amostragem de aproximadamente 47,6 KHz, como pode ser visto na equação abaixo.

$$Taxa \text{ de amostragem} = \frac{1}{Intervalo} = \frac{10^6}{21} = 47,619 \text{ Hz} \cong 47,6 \text{ KHz.} \quad (3.2)$$

Como demonstrado acima, a cada 0,021ms é gerada uma interrupção e um valor é capturado da porta de entrada do conversor A/D. O valor digital obtido do conversor A/D é armazenado no registrador ADC10MEM, que possui uma escala digital de 10 bits, ou seja, dependendo do valor de entrada o resultado a ser registrado no ADC10MEM irá variar de 0 a 1023.

Porém, neste projeto é necessário que o valor digital varie entre 0 e 255, ou seja, que tenhamos um conversor digital que represente valores em uma escala de 8 bits (a necessidade de uma saída de 8 bits ocorre devido ao conversor DA que será utilizado possuir 8 bits de entrada). Para realizar essa conversão foi implementado dentro do microcontrolador a equação que segue abaixo.

$$Valor_{8bits} = \frac{ADC10MEM \times 255}{1023} \cong ADC10MEM \times 0,25. \quad (3.3)$$

Após a realização da conversão para 8 bits, o valor em decimal é convertido para um número em binário e os valores individuais de cada bit são conectados a uma porta

de saída do MSP 430, desta forma se tem 8 bits em paralelo representando o valor obtido do conversor AD.

O fluxo de funcionamento (lógica de programação) do conversor AD no MSP 430 inicia-se com a declaração das variáveis que serão utilizadas. Neste momento todas as saídas são definidas para iniciarem em nível lógico 0, é utilizado um total de 9 saídas, sendo 8 saídas que serão utilizadas para o envio do sinal e uma saída de controle. Após isso o timer foi configurado, sendo o mesmo o responsável por gerar a interrupção que aciona o conversor A/D e realiza a captura do valor analógico, a conversão para valor digital de 10 bits e o armazenamento na variável ADC10MEM. Utilizando a fórmula de cálculo do “valor\_8bits” o mesmo é obtido. Para conversão deste valor decimal em binário, o valor armazenado na variável “valor\_8bits” é dividido por 2 (ou multiplicado por 0,5, como pode ser visto no anexo A) e o resto da divisão é armazenado em uma variável que representa o bit menos significativo. O valor inteiro da divisão passa pelo mesmo processo até que sejam obtidos os 8 bits que representam o valor decimal armazenado na variável “valor\_8bits”, sendo que o último valor obtido representa o bit menos significativo. Com o valor dos oito bits armazenados nas variáveis “a, b, c, d, e, f, g, h.” o próximo comando programado foi o envio destes valores para a saída correspondente. Por motivos que serão explicados posteriormente, quando a variável armazenar o valor 1, a saída irá receber um comando para enviar tensão correspondente ao nível lógico “0” (0 V) e quando o valor armazenado for 0, a saída receberá um comando para enviar tensão correspondente ao nível lógico “1” (3,3 V). Por fim foi programado o envio de um sinal (nível lógico “1”) quando todos os valores de saída estiverem disponíveis, já quando um novo ciclo de processamento é iniciado esta saída recebe o sinal referente ao nível lógico “0”.



Segue abaixo fluxograma que expõe os passos descritos acima.

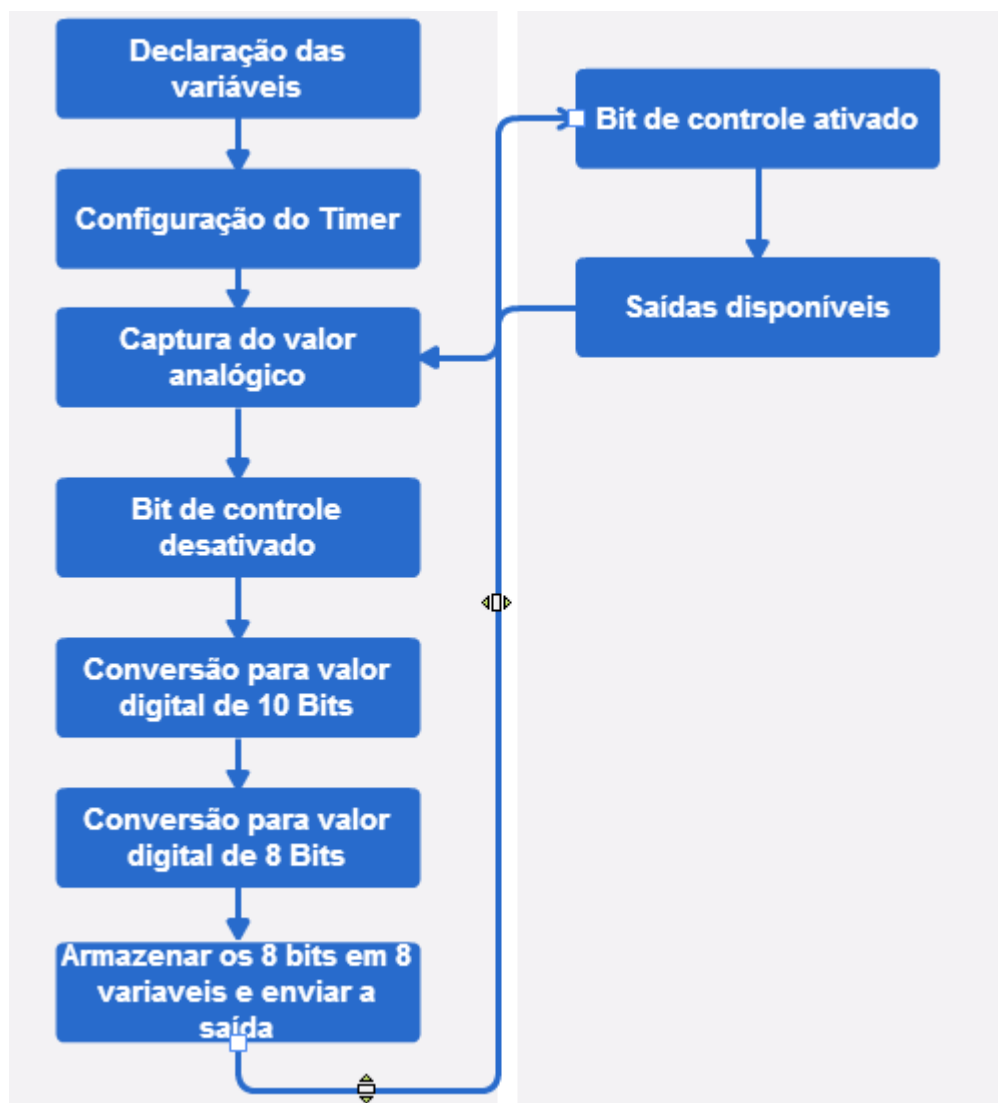


Figura 12: Fluxograma de funcionamento do conversor A/D.

### 3.2. POLARIZAÇÃO DO FOTOEMISSION E FOTODETECTOR

Conectando fotoemissores a estas 8 saídas e empregando a sinalização OOK é possível realizar a transmissão sem fio do sinal de entrada. O esquemático de implementação dos fotoemissores pode ser visto na figura 12.

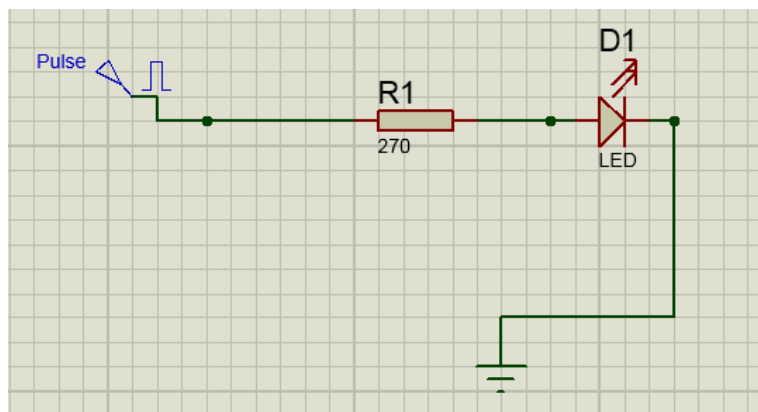


Figura 13: Esquemático do fototransmissor.

Na outra ponta são conectados os fotorreceptores afim de que seja possível a utilização de um conversor DA de 8 Bits e com isso seja obtida a mensagem originalmente enviada. O esquemático de implementação do fotorreceptor pode ser visto na figura 14.

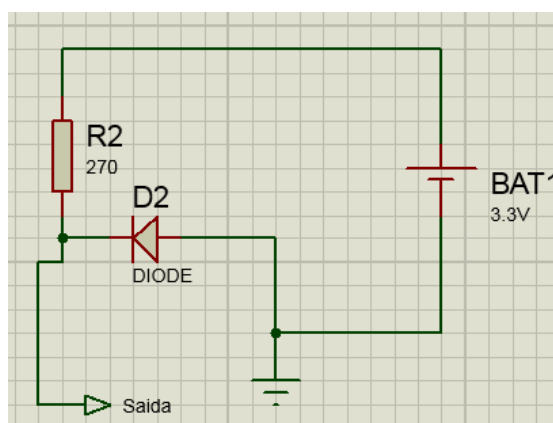


Figura 14: Esquemático do fotorreceptor.

### 3.3. CIRCUITO PARA CONVERSÃO D/A

Para converter os 8 bits digitais em uma saída analógica é utilizado um *CI DAC 0808 – 8-bit D/A converter* e implementado o circuito que pode ser visto na figura 15 utilizando as especificações contidas na tabela 4.

Tabela 4: Características do C/ DAC 0808.

<b>Electrical Characteristics</b>						
(V <sub>CC</sub> = 5V, V <sub>EE</sub> = -15 V <sub>DC</sub> , V <sub>REF</sub> /R14 = 2 mA, and all digital inputs at high logic level unless otherwise noted.)						
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
E <sub>r</sub>	Relative Accuracy (Error Relative to Full Scale I <sub>O</sub> )	(Figure 4)				%
	DAC0808LC (LM1408-8)				±0.19	%
	Settling Time to Within ½ LSB (Includes t <sub>PLH</sub> )	T <sub>A</sub> = 25°C (Note 7), (Figure 5)		150		ns
t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub>	Propagation Delay Time	T <sub>A</sub> = 25°C, (Figure 5)		30	100	ns
TCI <sub>O</sub>	Output Full Scale Current Drift			±20		ppm/°C
MSB	Digital Input Logic Levels	(Figure 3)				
V <sub>IH</sub>	High Level, Logic "1"		2			V <sub>DC</sub>
V <sub>IL</sub>	Low Level, Logic "0"				0.8	V <sub>DC</sub>
MSB	Digital Input Current	(Figure 3)				
	High Level	V <sub>IH</sub> = 5V		0	0.040	mA
	Low Level	V <sub>IL</sub> = 0.8V		-0.003	-0.8	mA
I <sub>IS</sub>	Reference Input Bias Current	(Figure 3)		-1	-3	µA
	Output Current Range	(Figure 3)				
		V <sub>EE</sub> = -5V	0	2.0	2.1	mA
		V <sub>EE</sub> = -15V, T <sub>A</sub> = 25°C	0	2.0	4.2	mA
I <sub>O</sub>	Output Current	V <sub>REF</sub> = 2.000V, R14 = 1000Ω, (Figure 3)	1.9	1.99	2.1	mA
	Output Current, All Bits Low	(Figure 3)		0	4	µA
	Output Voltage Compliance (Note 3)	E <sub>r</sub> ≤ 0.19%, T <sub>A</sub> = 25°C				
	V <sub>EE</sub> = -5V, I <sub>REF</sub> = 1 mA				-0.55, +0.4	V <sub>DC</sub>
	V <sub>EE</sub> Below -10V				-5.0, +0.4	V <sub>DC</sub>
SRI <sub>REF</sub>	Reference Current Slew Rate	(Figure 6)	4	8		mA/µs
	Output Current Power Supply Sensitivity	-5V ≤ V <sub>EE</sub> ≤ -16.5V		0.05	2.7	µA/V
I <sub>CC</sub>	Power Supply Current (All Bits Low)	(Figure 3)		2.3	22	mA
I <sub>EE</sub>				-4.3	-13	mA
V <sub>CC</sub>	Power Supply Voltage Range	T <sub>A</sub> = 25°C, (Figure 3)	4.5	5.0	5.5	V <sub>DC</sub>
V <sub>EE</sub>			-4.5	-15	-16.5	V <sub>DC</sub>
	Power Dissipation					

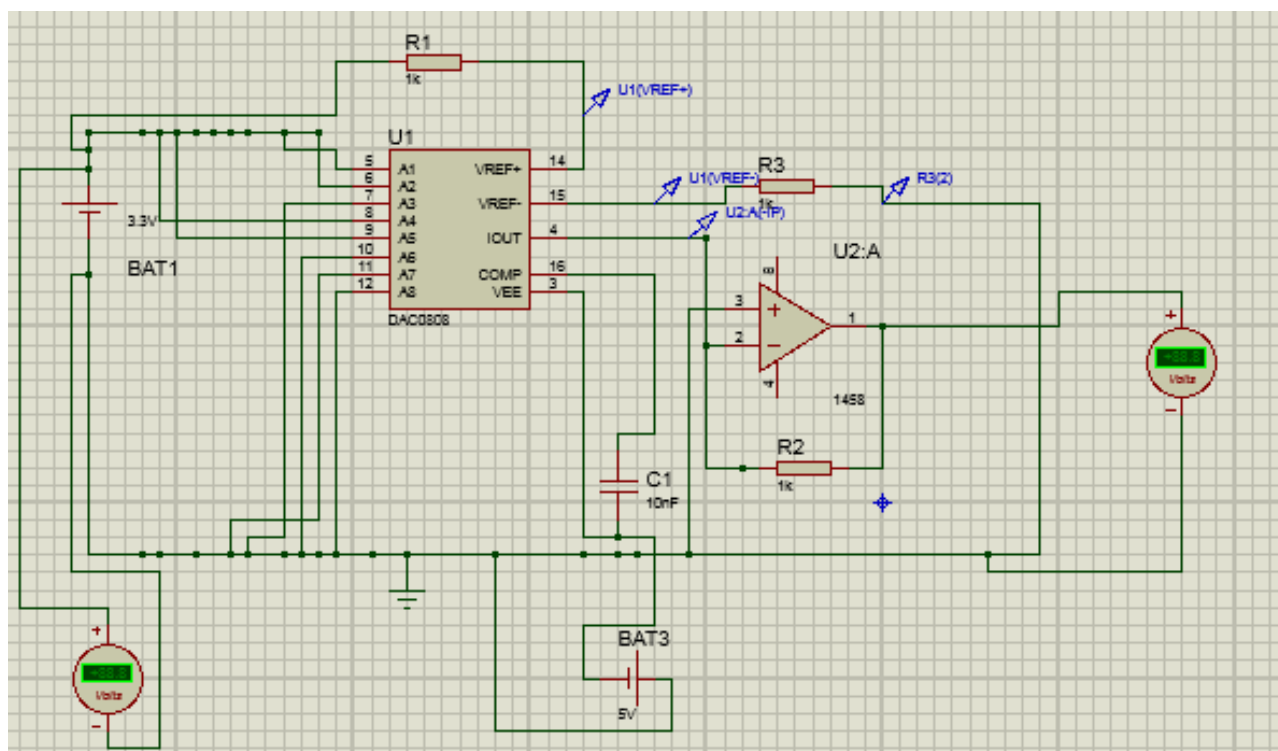


Figura 15: Simulação do CI DAC 0808.

## 4.RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Considerando que a proposta do estudo é realizar a análise de desempenho do sistema ótico de comunicação subaquática, os testes de envio e recebimento de sinais são feitos em diferentes condições, ou seja, em diferentes distâncias ou diferentes condições do meio (meio aéreo e subaquático), utilizando o osciloscópio para leitura do sinal que está sendo enviado e o que está sendo recebido. A figura 15 mostra um esquemático da metodologia.

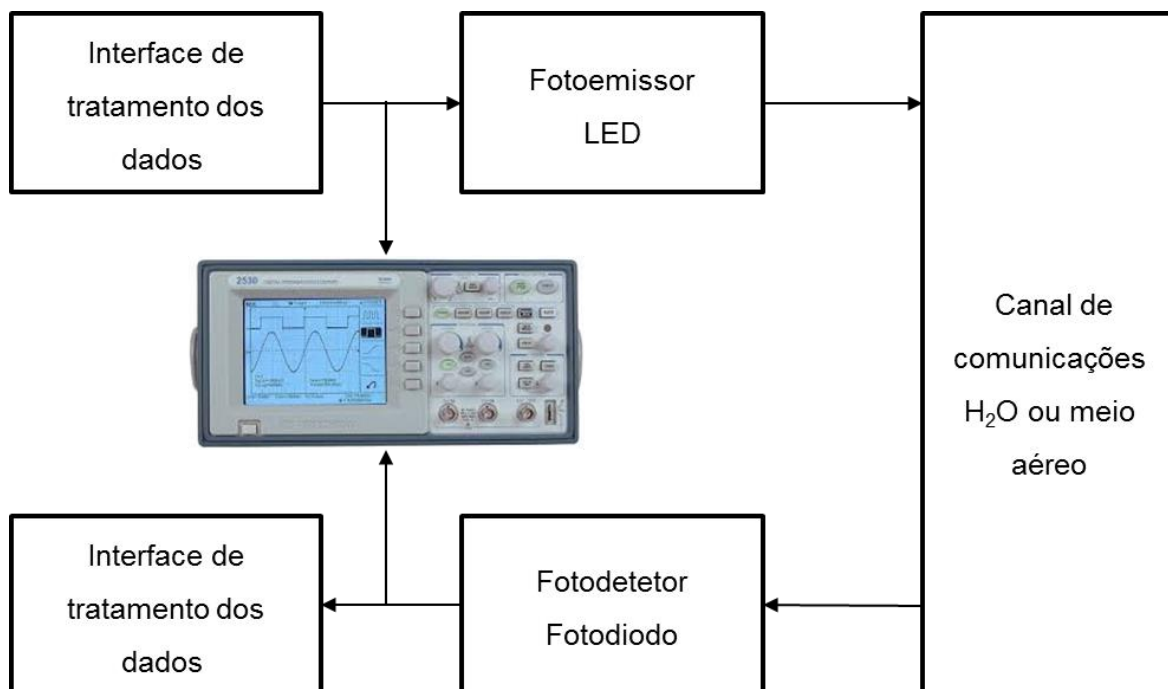


Figura 16: Esquemático da metodologia de medição.

Os resultados obtidos foram precedidos pela validação dos sistemas que compõem o protótipo objeto de estudo.

#### 4.1. TESTES DE VALIDAÇÃO DA TAXA DE AMOSTRAGEM

Inicialmente foram realizados testes com o intuito de verificar se a taxa de conversão analógica - digital obtida de maneira teórica (47,6 KHz) pode ser obtida na prática, isto é, com o sistema em funcionamento. Para isso foi utilizado um gerador de funções, o qual gerou uma onda quadrada com amplitude máxima de 3,3 V e amplitude mínima de 0 Volts. O sinal gerado pelo gerador de funções foi conectado na entrada analógico-digital do microcontrolador MSP-430 e o resultado da conversão foi obtido em oito pinos de saída do microcontrolador. Na figura 17 temos a imagem do osciloscópio, onde o canal 1 mostra o sinal de entrada obtido por meio do gerador de funções. Como não foi possível obter os dados presentes na tela do osciloscópio a partir das interfaces disponíveis no equipamento, registraram-se apenas fotos das telas.

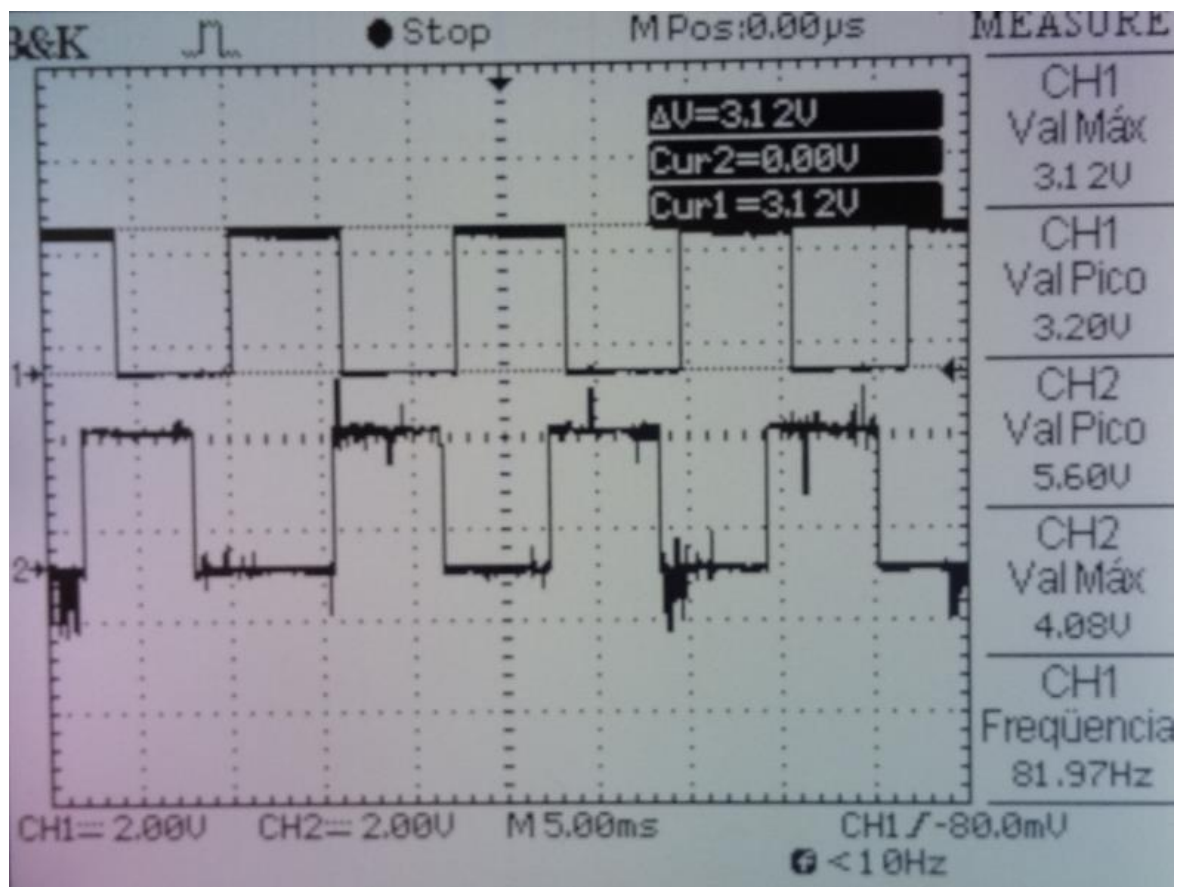


Figura 16: Medição dos valores do sinal de entrada no canal 1.

Analisando a figura 16 verifica-se que o sinal de entrada apresenta a tensão máxima de 3,12 V e a mínima de 0 V. Verifica-se que o gerador de função foi configurado para fornecer uma amplitude de 3,3 V, porém a amplitude máxima medida na entrada do sistema foi de 3,12 V.

Para realizar a medição da taxa máxima de conversão do sistema e comparar com os valores teóricos obtidos, foi introduzido na rotina de processamento do conversor AD, realizada pelo MSP-430, um pulso de controle que é disparado sempre que é finalizado o tratamento de um dado, isto é, quando o valor analógico é processado e seu correspondente digital está apto a ser lido e utilizado pelo sistema. A leitura deste pulso no osciloscópio pode ser vista nas figuras 18, 19 e 20.

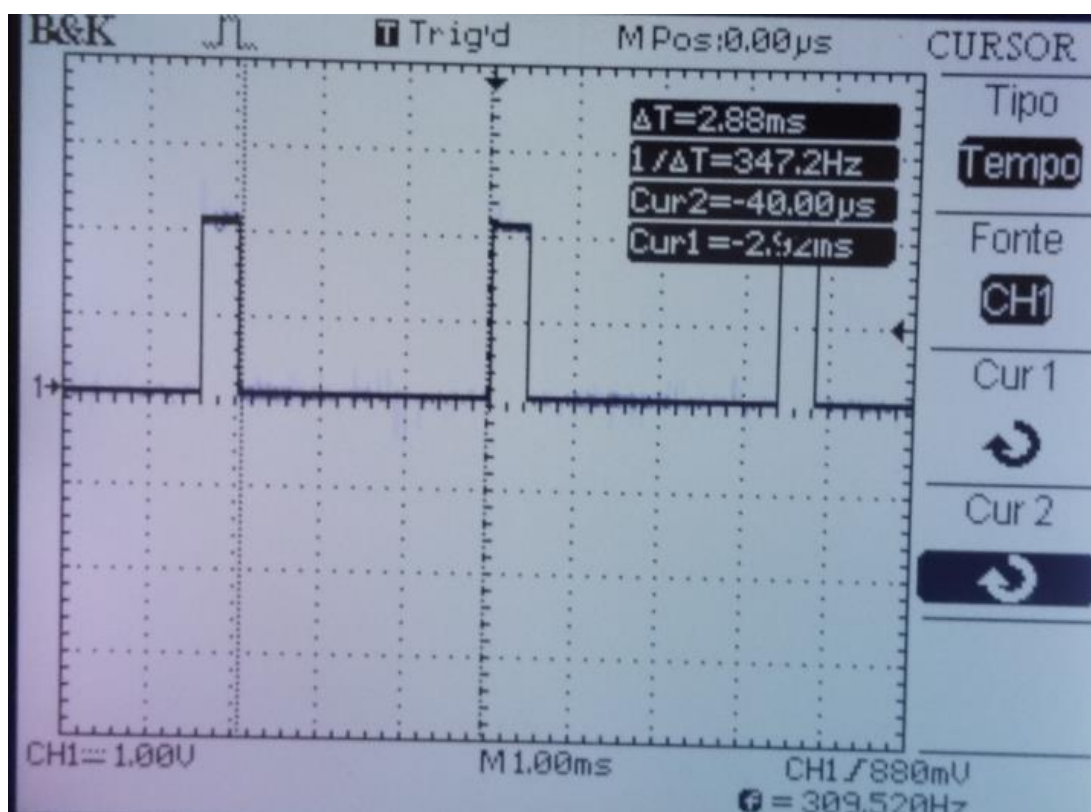


Figura 18: Medição do tempo utilizado na conversão do valor digital de 10 bits para 8 bits.

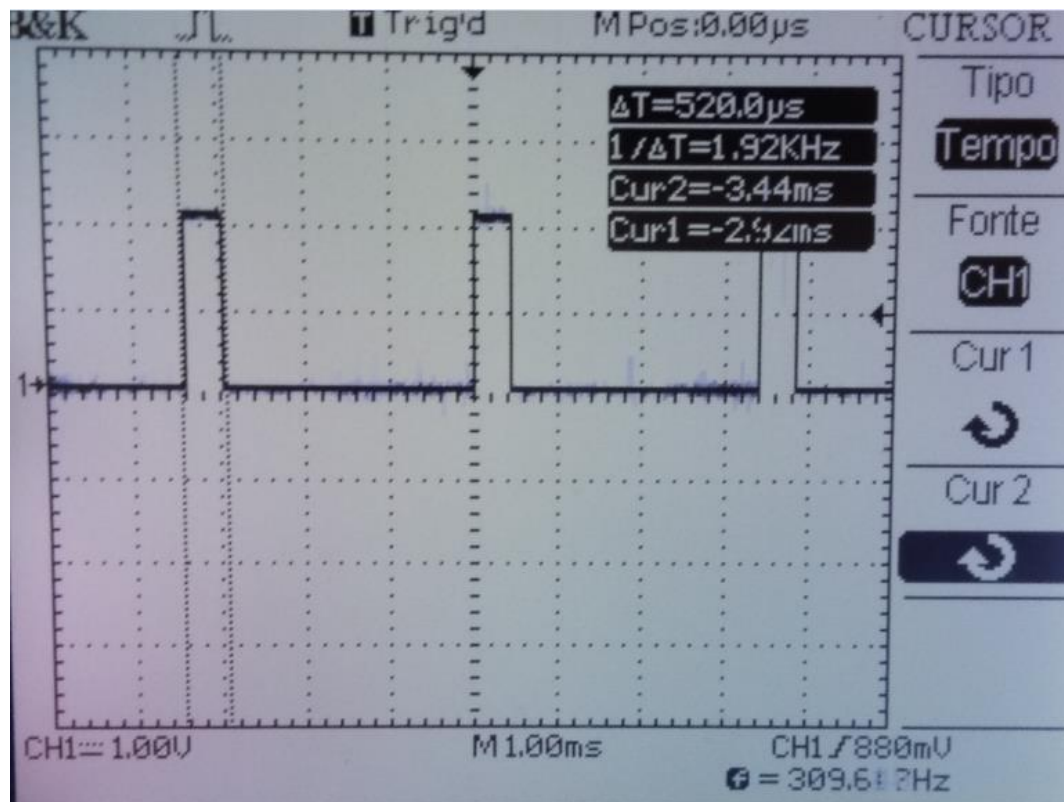


Figura 19: Medição do tempo utilizado na conversão analógico - digital.

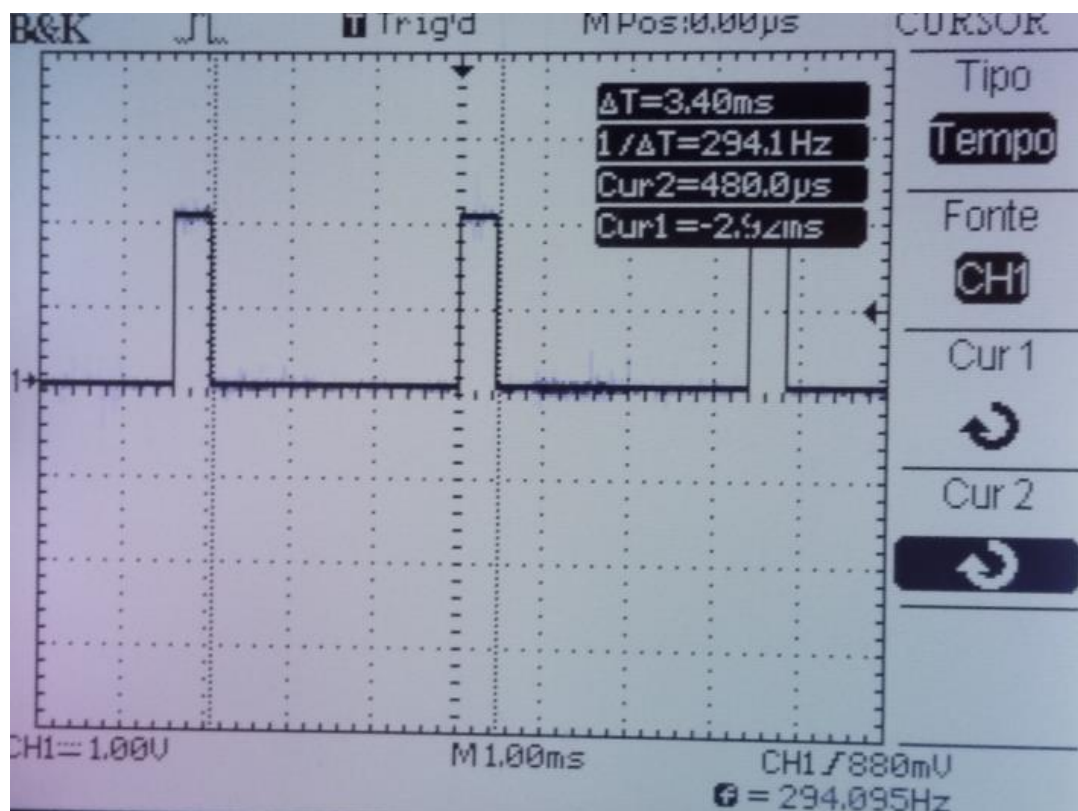


Figura 20: Medição do tempo total (intervalo entre as conversões).



Analisando as figuras 18, 19 e 20 é possível inferir algumas conclusões sobre o sistema utilizado para realizar a conversão analógico-digital. Com a análise da figura 18 conclui-se que o tempo necessário para que o microcontrolador realize a conversão do valor digital de 10 bits, obtido do registrador ADC10MEN presente no MSP-430, para um valor 8 bits é de 2,88 milissegundos e na figura 18 verifica-se que o tempo necessário para que o microcontrolador amostra o sinal analógico e forneça uma saída digital de 10 bits é de 520 microssegundos.

A figura 20 demonstra a medição do tempo total de processamento, desde a amostragem do sinal analógico até a obtenção de sua representação digital de 8 bits. O tempo total de processamento medido foi de 3,4 milissegundos, que é compatível com a soma dos tempos obtidos nas figuras 17 e 18.

Comparando a taxa de amostragem esperada de 47,6 KHz, com a taxa de amostragem obtida de aproximadamente 300 Hz, verifica-se que o fator limitante é o tempo que o microcontrolador leva para realizar o tratamento dos dados já digitalizados, pois mesmo que sistema capture um valor a cada 0,021 ms, ou seja, a uma taxa de 47,6 KHz, o tempo necessário para digitalização e conversão do valor digital de 10 bits para 8 bits faz com que inúmeras amostradas coletadas sejam descartadas e que a frequência de amostragem seja reduzida para 300 Hz.

Com uma taxa de amostragem de 300 Hz, um sinal só poderá ser transmitido a uma frequência máxima de 150 Hz, pois a frequência máxima transmitida deve ser metade da frequência de amostragem, afim de que o sinal possa ser recuperado no receptor. Caso a frequência do sinal seja maior do que metade da frequência de amostragem, ocorrerá o fenômeno denominado *aliasing* que faz com que cópias adjacentes do sinal fiquem sobrepostas e não seja possível recuperar a mensagem original.

#### **4.2. TESTES DE VALIDAÇÃO DA CONVERSÃO A/D E D/A**

Além de determinar a frequência de amostragem real do conversor A/D foi verificado se o mesmo estava operando de maneira adequada. Para isso foram realizados testes com valores DC de tensão e elaborada a tabela 5 que possui o valor de tensão DC, o valor armazenado na variável “valor\_8bits” e os valores dos 8 bits de saída do microcontrolador MSP-430. Para obtenção do “valor\_8bits” foi necessário

utilizar o modo de debug do software utilizado para programação do microcontrolador (*Code Composer Studio*).

Tabela 5: Validação do funcionamento do conversor A/D.

Valor DC(V)	valor_8bits	Saída digital de 8 bits							
		bit 7	bit 6	bit 5	bit 4	bit 3	bit 2	bit 1	bit 0
2,35	182	1	0	1	1	0	1	1	0
2,75	211	1	1	0	1	0	0	1	1
1,90	147	1	0	0	1	0	0	1	1
3,15	245	1	1	1	1	0	1	0	1
1,70	131	1	0	0	0	0	0	1	1
2,65	203	1	1	0	0	1	0	1	1
2,85	220	1	1	0	1	1	1	0	1
0,50	36	0	0	1	0	0	1	0	0

Após validar o funcionamento do conversor A/D foi necessário validar o funcionamento do conversor D/A, item necessário para converter o sinal de saída digital em um sinal de saída analógico.

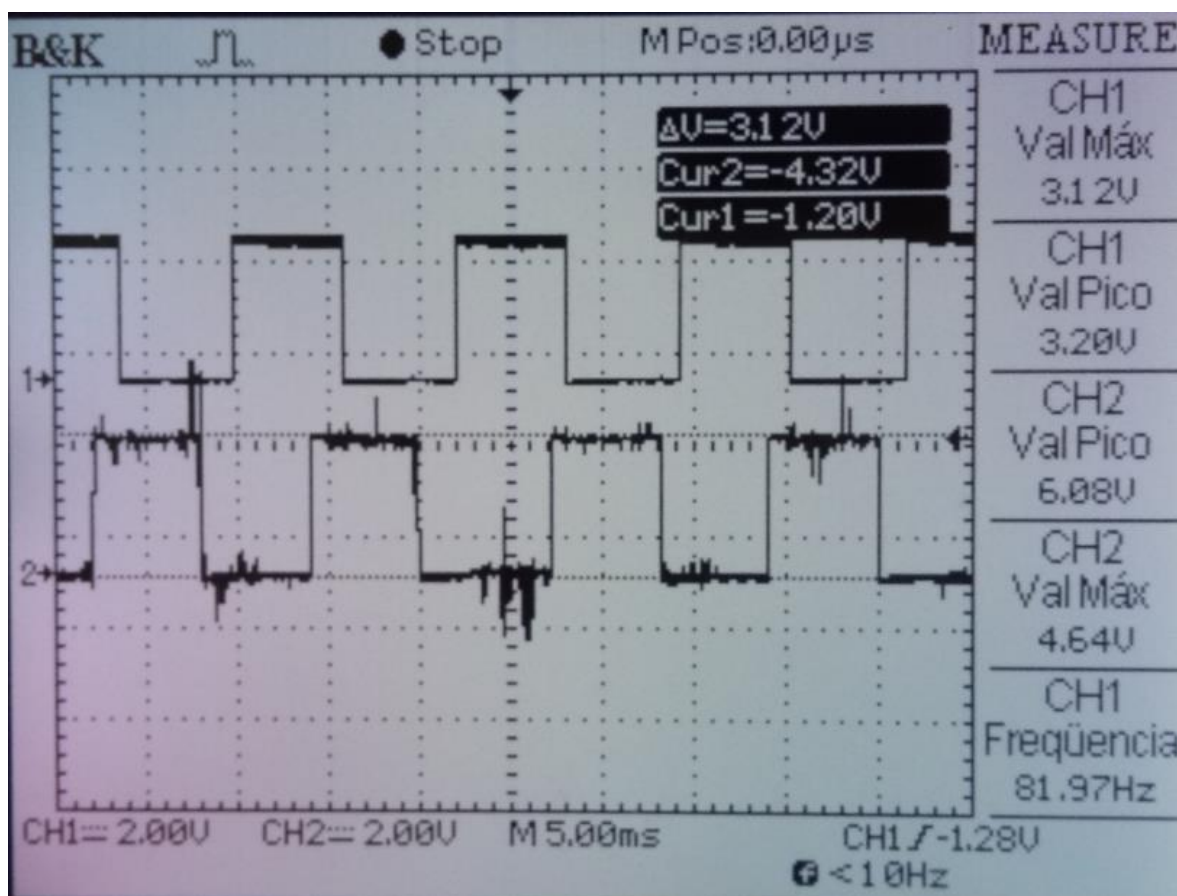


Figura 21: Medição dos valores do sinal de saída no canal 2.

Analisando a figura 21 verifica-se que o sinal de saída, obtido através de entradas digitais, apresenta uma variação de tensão de 3,12 V, compatível com o sinal de entrada do sistema, uma vez que os sinais digitais foram obtidos por meio de uma entrada analógica com o valor de tensão máxima de 3,12 V. Outra análise possível de ser realizada a partir da imagem acima é a de que o sinal de saída está atrasado em relação a entrada. Esse atraso foi mensurado utilizando os recursos do osciloscópio e pode ser visto nas figuras 22 e 23.

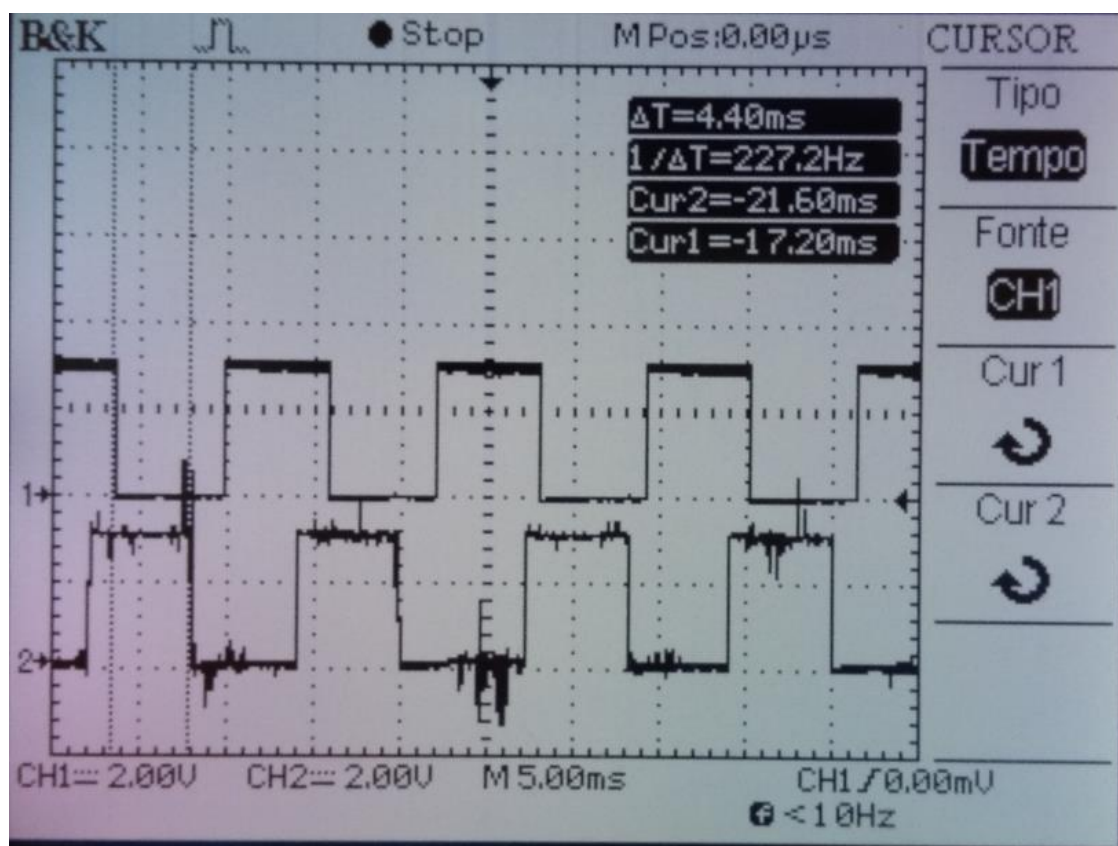


Figura 22: Atraso medido por meio da borda de descida.

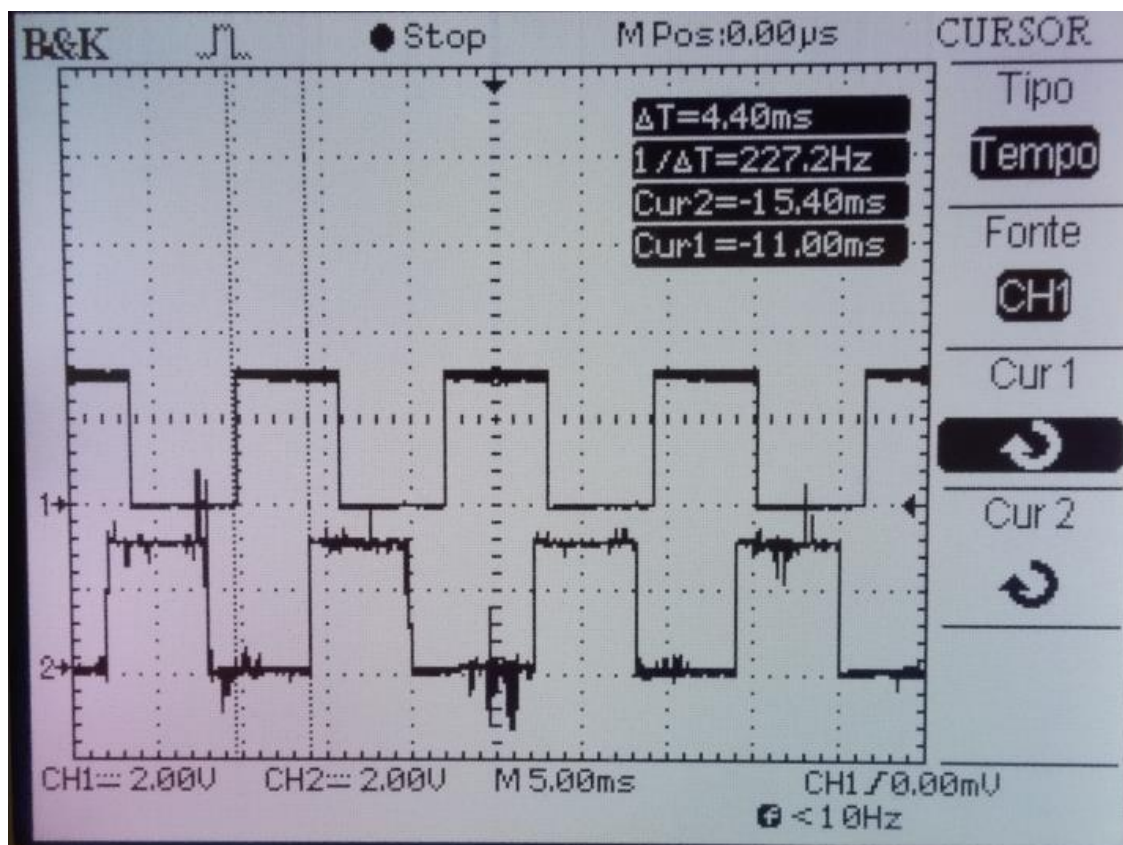


Figura 23: Atraso medido por meio da borda de descida.

Analisando as figuras 22 e 23, verifica-se um atraso de 4,4 ms do sinal de saída em relação ao sinal de entrada, tanto na borda de subida quanto na borda de descida. Como visto anteriormente, o conversor A/D e o conjunto de cálculos processados no microcontrolador MSP-430 consomem um tempo de processamento de 3,4 ms, desta forma é possível inferir que o conversor DA proporciona um atraso de aproximadamente 1 ms, considerando que o atraso proporcionado pelo canal de transmissão é ínfimo em relação aos demais atrasos, e desta forma pode ser desconsiderado.

Para verificar se o atraso do sistema varia em função da frequência do sinal enviado, o sinal de entrada foi modificado e enviado a uma frequência de 10 Hz, o atraso obtido foi o mesmo de quando o sinal foi enviado a frequência de 82 Hz, ou seja, 4,4 ms.

Além de uma onda quadrada a 10 Hz, também foi introduzido um sinal de entrada em forma senoidal, a entrada e a saída obtidas podem ser visualizadas na figura 24.

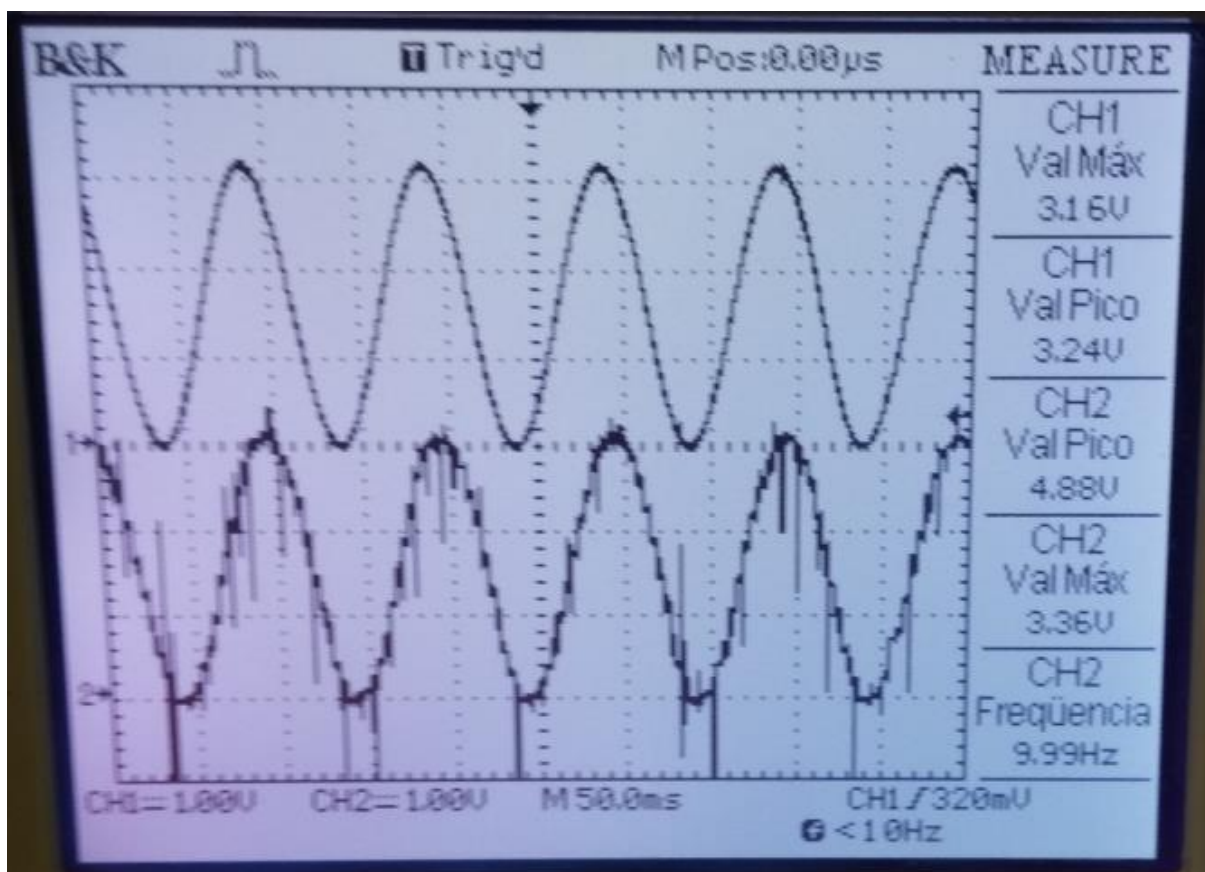


Figura 24: Onda senoidal a 10 Hz como sinal de entrada.

Além de verificar os sinais de entrada e de saída com o auxílio do osciloscópio, foram utilizados como entrada alguns valores de tensão DC, com isso foram calculados de maneira teórica quais valores deveriam ser obtidos na saída e realizada a medição experimental dos valores de saída. A tabela 6 possui a relação entre o valor de entrada digital, a saída esperada (valor calculado de maneira teórica) e a saída obtida.

Tabela 6: Validação do funcionamento do conversor D/A.

Saída digital de 8 bits								Valor teórico(V)	Valor experimental (V)
bit 7	bit 6	bit 5	bit 4	bit 3	bit 2	bit 1	bit 0		
1	1	1	1	1	1	0	1	3,27	3,36
1	1	0	0	1	1	0	1	2,6	2,56
1	1	0	1	1	1	1	1	2,88	2,88
0	0	1	1	1	1	1	1	0,81	0,72
0	0	0	0	0	0	1	1	0,038	0,024



#### 4.3. TEMPOS DE RESPOSTA DO FOTOEMISSION E FOTORRECEPTOR

Como visto anteriormente o atraso ocasionado pelo fotoemissores e fotorreceptores é ínfimo em relação ao atraso ocasionado pela conversão analógico-digital e a conversão digital-analógica. Para comprovar está afirmação foram medidos os tempos de subida e de descida do fotorreceptor.

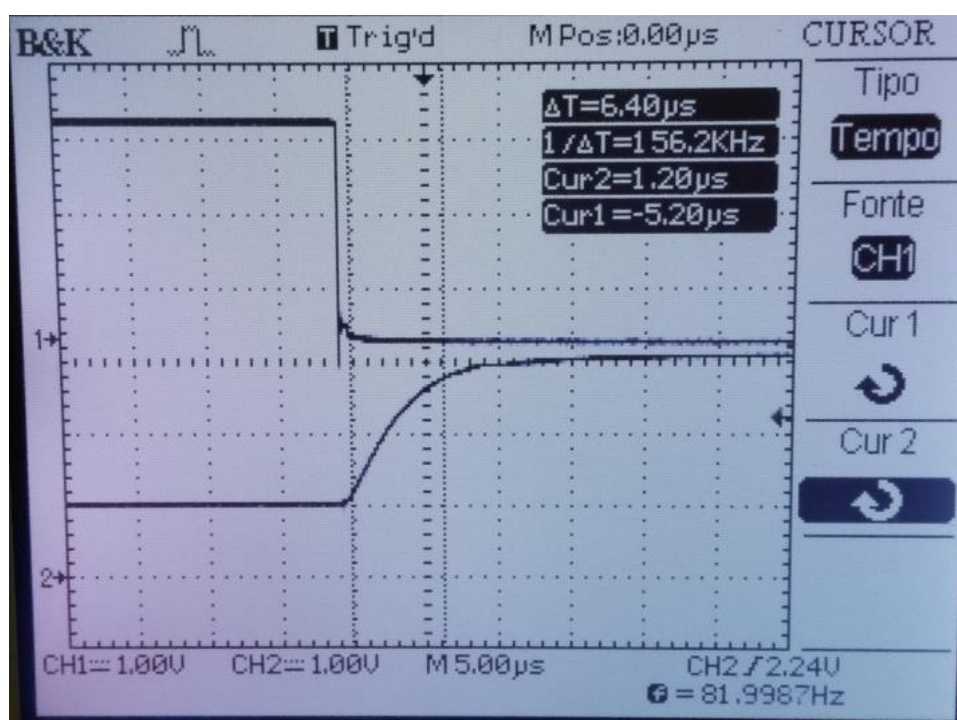


Figura 25: Tempo de subida do fotorreceptor.

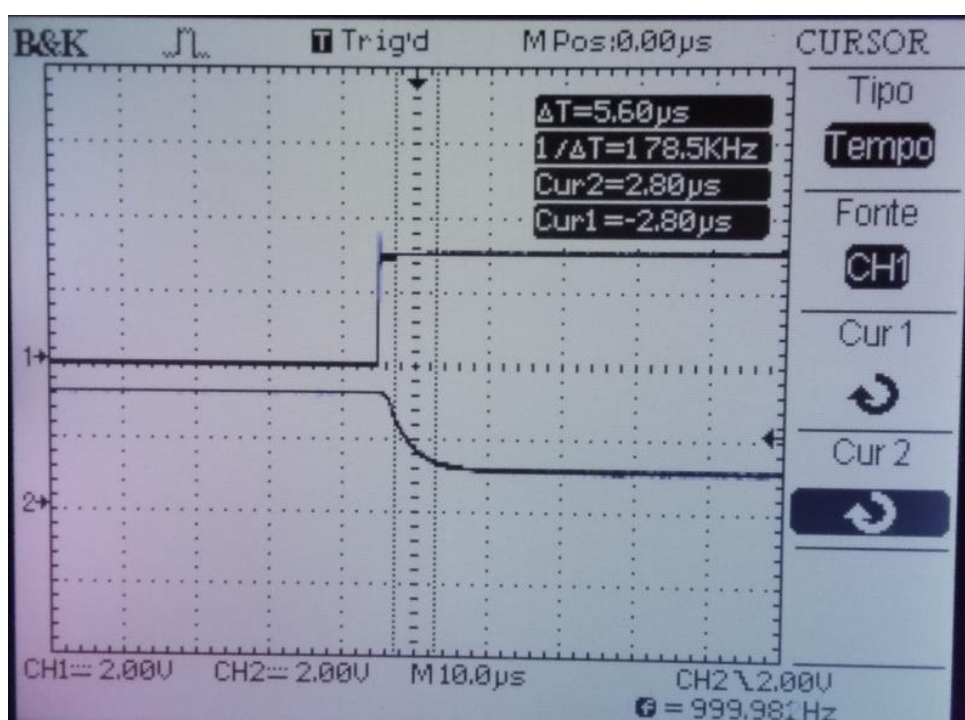


Figura 26: Tempo de descida do fotorreceptor.

Analisando os tempos de subida e descida demonstrados nas figuras 25 e 26, que foram obtidos utilizando um osciloscópio, e comparando com os atrasos ocasionados pelo processo de conversão do sinal, verifica-se que de fato a ordem de grandeza do atraso provocado pelos tempos de subida e de descida dos LEDs é de uma ordem de grandeza três vezes inferior à dos demais componentes do protótipo. Como pode ser visto o tempo de subida é de 6,4 microssegundos e o tempo de descida é de 5,6 microssegundos. Verifica-se com isso um tempo de descida ligeiramente inferior.

Outro dado obtido através das figuras 25 e 26 é que a saída do fotorreceptor fornece um valor inverso ao valor de entrada, isto é, quando é enviado o nível lógico 1 (tensão igual a 3,3 V), a saída obtida será o nível lógico 0 (saída igual a 0,0 V). Devido a essa característica do fotorreceptor, caso não fosse aplicado nenhum fator de correção ao resultado, o valor de saída depois de convertido de digital para analógico seria complementar ao valor original, ou seja, a diferença entre a amplitude máxima (3,3 V) e o valor enviado. A tabela 7 exemplifica o funcionamento do sistema sem a correção do sinal enviado.

Tabela 7: Resposta a entrada sem a correção do sistema.

Entrada (V)	Valor digital (decimal)	Valor digital TX (binário)	Valor RX (binário)	Valor RX (decimal)	Saída (V)	Valor Máx. – Saída (V)
3	232	11101000	00010111	23	0,30	3,00
2,7	209	11010001	00101110	46	0,59	2,71
1,5	116	01110100	10001011	139	1,79	1,51
1	77	01001101	10110010	178	2,30	1,00
0,5	39	00100111	11011000	216	2,79	0,51
0,1	8	00001000	11110111	247	3,19	0,11

#### 4.4. TESTE FIM-A-FIM DE CONVERSÃO A/D E D/A

Como explicado anteriormente e demonstrado na tabela 6, o valor de saída do sistema necessita de uma correção, devendo ser realizado o seguinte cálculo para se obter o valor realmente transmitido.

$$\text{Valor real transmitido} = \text{Valor máximo} - \text{Valor recebido}$$

Neste sistema, como o conversor analógico-digital foi programado no microcontrolador MSP-430, existe uma solução mais prática e eficiente para resolução deste problema, podemos apenas inverter os valores digitais de 8 bits antes que eles sejam transmitidos, assim quando recebidos pelos fotorreceptores, serão invertidos novamente e o valor de saída irá corresponder ao valor de entrada. A tabela 8 exemplifica essa correção.

Tabela 8: Resposta a entrada com a correção do sistema antes da transmissão.

Entrada (V)	Valor digital (decimal)	Valor digital (binário)	Valor TX (binário)	Valor RX (binário)	Valor RX (decimal)	Saída (V)
3	232	11101000	00010111	11101000	232	2,99
2,7	209	11010001	00101110	11010001	209	2,70
1,5	116	01110100	10001011	01110100	116	1,50
1	77	01001101	10110010	01001101	77	0,99
0,5	39	00100111	11011000	00100111	39	0,50
0,1	8	00001000	11110111	00001000	8	0,10

#### 4.5. TESTES DO ENLACE ÓPTICO

Terminada a validação dos módulos utilizados no protótipo, foram realizados três testes de desempenho a fim de aferir alguns parâmetros de desempenho do sistema no meio aéreo e no meio subaquático.

Os testes foram realizados no laboratório NEI da Universidade de Brasília, Faculdade UnB Gama. Antes do início dos testes a bancada foi preparada como pode ser visto na figura 27.

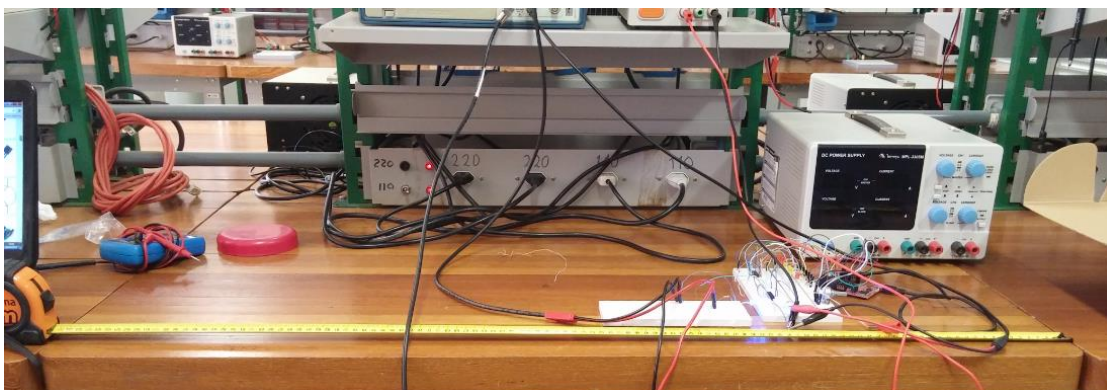


Figura 27: Bancada de testes.



#### 4.5.1. TESTES USANDO INTERFACE AÉREA

O primeiro teste realizado foi baseado na variação da distância entre o fotoemissor (LED Azul) e o fotorreceptor. Para realização do teste, foram adotados os seguintes parâmetros: Ambiente de propagação sendo o ar, tensão no LED fotoemissor sendo 0 V para o nível lógico 0 e 3,12 V para o nível lógico 1, tensão de alimentação do fotorreceptor de 3,12 V, frequência do sinal enviado de 82 Hz e as medições foram realizadas com o auxílio de um osciloscópio. A distância foi variada de 0 cm até 37 cm com passos de 1 cm.

A figura 28 mostra os LEDs a uma distância de aproximadamente nula e a figura 29 mostra o resultado medido nesta distância.

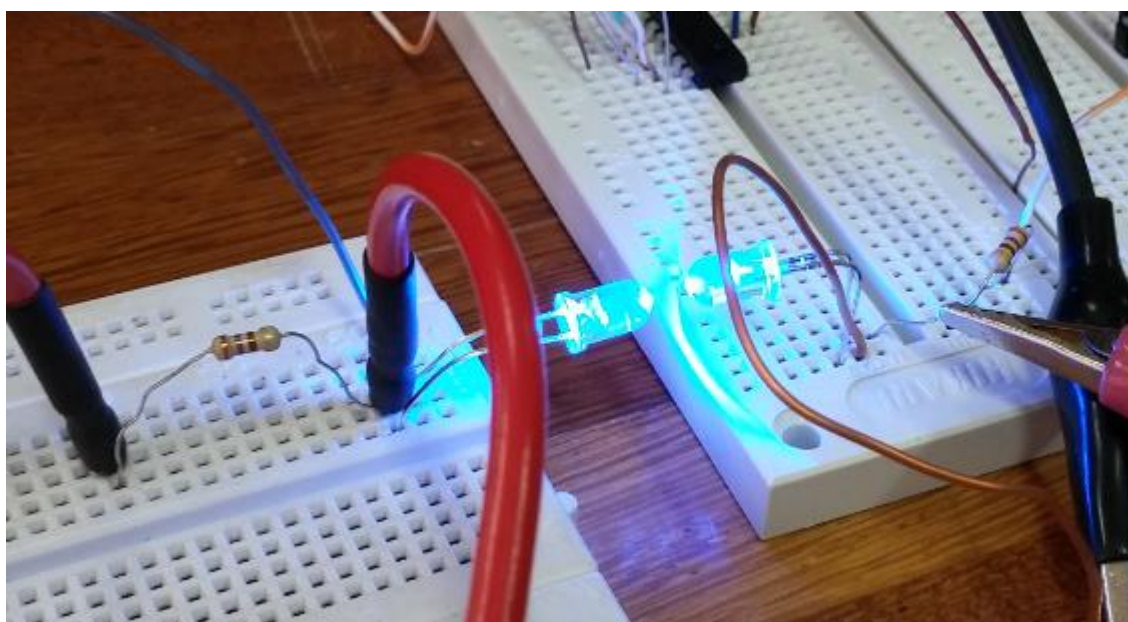


Figura 28: Teste a uma distância de aproximadamente 1cm.

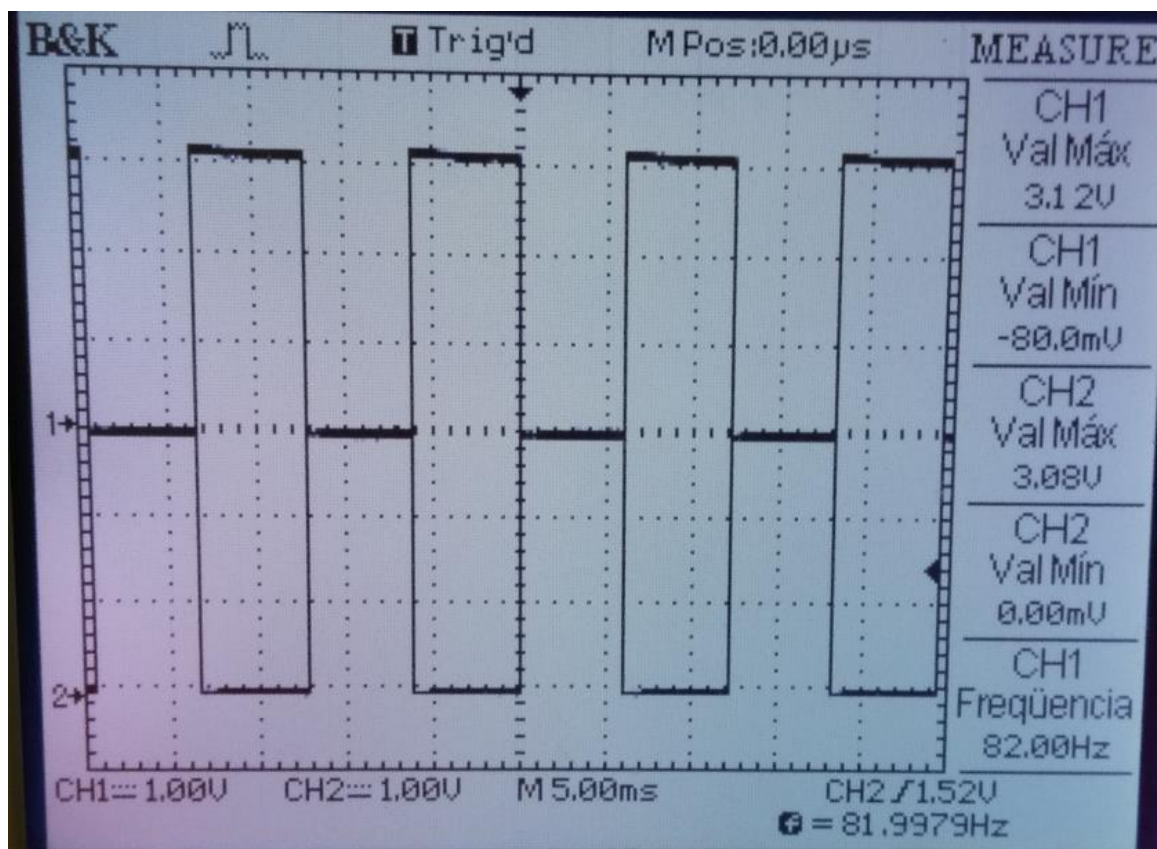


Figura 29: Resultado obtido a uma distância aproximadamente nula.

Sabe-se que o valor obtido como saída do fotorreceptor é inverso ao valor enviado pelo fotoemissor, desta forma nesta distância o valor recebido condiz com o valor enviado, uma vez que os sensores estão muito próximos. Entretanto as amplitudes máximas e mínimas estão sofrendo uma pequena atenuação referente a luz ambiente do laboratório, verifica-se uma tensão mínima de 0 volts e uma tensão máxima de 3,08 V, sendo que em caso de ausência completa de luminosidade incidente sobre o sensor receptor essa tensão deveria ser de 3,12 V. A figura seguinte (figura 30) mostra o sinal transmitido e o sinal recebido quando os sensores estão afastados a uma distância de 11 cm.

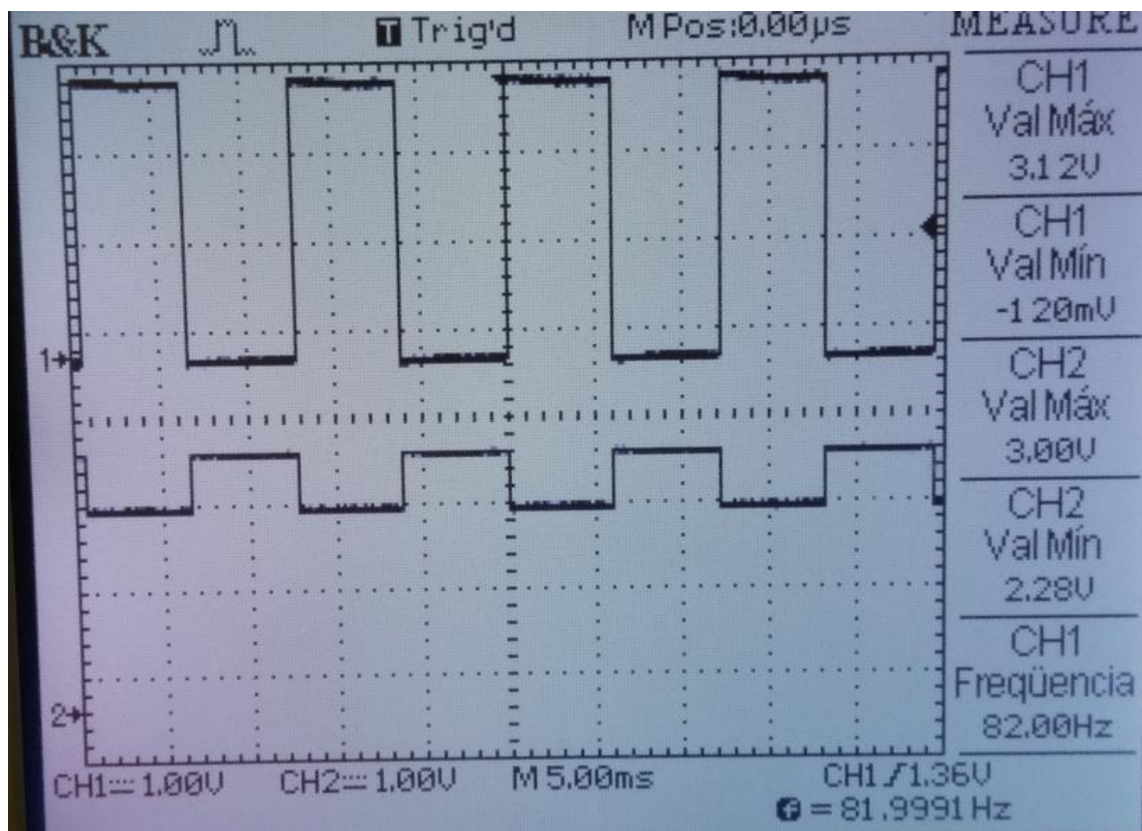


Figura 30: Resultado obtido a uma distância de 11 cm.

A uma distância de 11 centímetros já é possível notar que o sinal de saída não é mais capaz de variar entre 3,12 V e 0 V, o mesmo está sendo atenuado, uma vez que a quantidade de luminosidade que chega ao receptor foi reduzida em função da distância entre os fotodiodos.

A tabela a seguir (tabela 9) mostra a relação entre a distância e o valor mínimo de saída, uma vez que quanto maior essa distância, maior será este valor mínimo.

Tabela 9: Variação do valor de tensão mínimo em função da distância.

Distância (cm)	Valor mínimo - saída (V)	Distância (cm)	Valor mínimo - saída (V)	Distância (cm)	Valor mínimo - saída (V)	Distância (cm)	Valor mínimo - saída (V)
1	0	10	1,68	19	2,72	28	2,92
2	0,08	11	2,28	20	2,76	29	2,92
3	0,32	12	2,36	21	2,76	30	2,92
4	0,4	13	2,48	22	2,8	31	2,92
5	0,56	14	2,52	23	2,84	32	2,92
6	0,72	15	2,56	24	2,84	33	2,96
7	0,84	16	2,64	25	2,84	34	2,96

Distância (cm)	Valor mínimo - saída (V)	Distância (cm)	Valor mínimo - saída (V)	Distância (cm)	Valor mínimo - saída (V)	Distância (cm)	Valor mínimo - saída (V)
8	1	17	2,68	26	2,88	35	2,96
9	1,4	18	2,68	27	2,88	36	2,96

Com os dados da tabela acima, foi plotado o gráfico de variação de tensão mínima em função da distância.

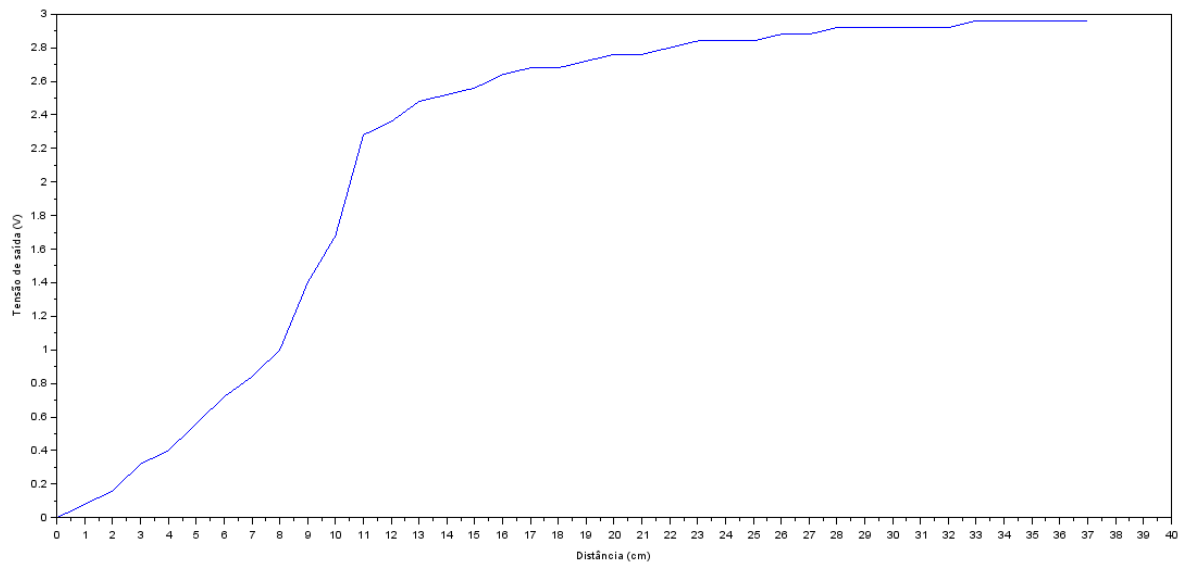


Figura 31: Variação da tensão mínima no receptor em função da distância em cm.

A figura 31 demonstra que a variação de tensão medida na saída do receptor é reduzida em função da distância. Sabe-se que quando não há incidência luminosa, o valor de tensão no receptor será de aproximadamente 3,12 V e que esse valor será reduzido até 0 V em função do aumento da incidência luminosa. A figura 32 mostra a variação da amplitude em função da distância entre os sensores.

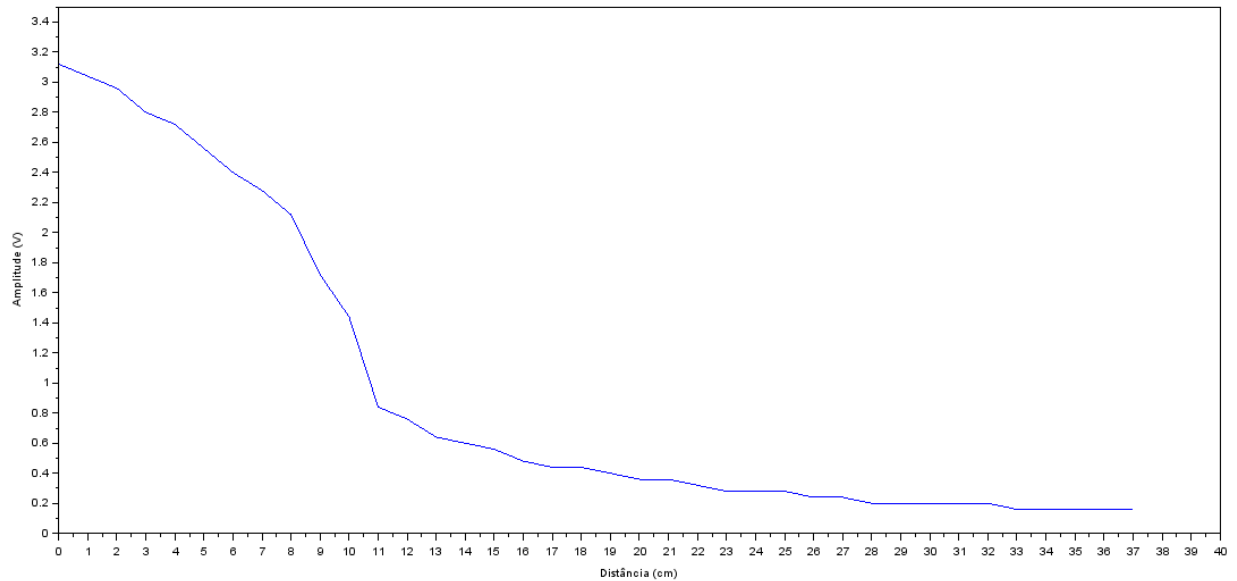


Figura 32: Variação da amplitude do sinal recebido em função da distância.

Como esperado, em função da análise do gráfico representado na figura 32, observa-se que a amplitude do sinal de saída é reduzida em função da distância, observa-se um decaimento exponencial desta amplitude quando é aumentada a distância entre o transmissor e o receptor, assim como foi observado um crescimento exponencial do valor mínimo de saída.

De posse dos valores de tensão que chegam ao receptor e o valor de corrente do sistema é possível obter a relação entre a potência do sinal recebido e distância entre os sensores, apresentamos a tabela 10 que possui a relação entre a distância e a potência recebida em *miliwatts* e em *dbm*. As fórmulas utilizadas nos cálculos das potências podem ser vistas abaixo.

$$P(mW) = V(recebido) \times i(receptor)$$

$$P(dBm) = 10 \times \log_{10} P(mW)$$

Tabela 10: Potência do sinal recebido em função da distância.

Distância (cm)	Potência (mW) recebida	Potência (dBm) recebida	Distância (cm)	Potência (mW) recebida	Potência (dBm) recebida
1	79,5	19	19	10,19	10,08
2	77,46	18,89	20	9,17	9,63
3	71,35	18,53	21	9,17	9,63
4	69,31	18,41	22	8,15	9,11
5	65,23	18,14	23	7,13	8,53

Distância (cm)	Potência (mW) recebida	Potência (dBm) recebida	Distância (cm)	Potência (mW) recebida	Potência (dBm) recebida
6	61,16	17,86	24	7,13	8,53
7	58,1	17,64	25	7,13	8,53
8	54,02	17,33	26	6,12	7,86
9	43,83	16,42	27	6,12	7,86
10	36,69	15,65	28	5,1	7,07
11	21,4	13,31	29	5,1	7,07
12	19,37	12,87	30	5,1	7,07
13	16,31	12,12	31	5,1	7,07
14	15,29	11,84	32	5,1	7,07
15	14,27	11,54	33	4,08	6,1
16	12,23	10,87	34	4,08	6,1
17	11,21	10,5	35	4,08	6,1
18	11,21	10,5	36	4,08	6,1

Com as informações obtidas da tabela acima, foi plotado o gráfico descrito na figura 33, que demonstra a variação da potência recebida (dBm) em função da distância (cm).

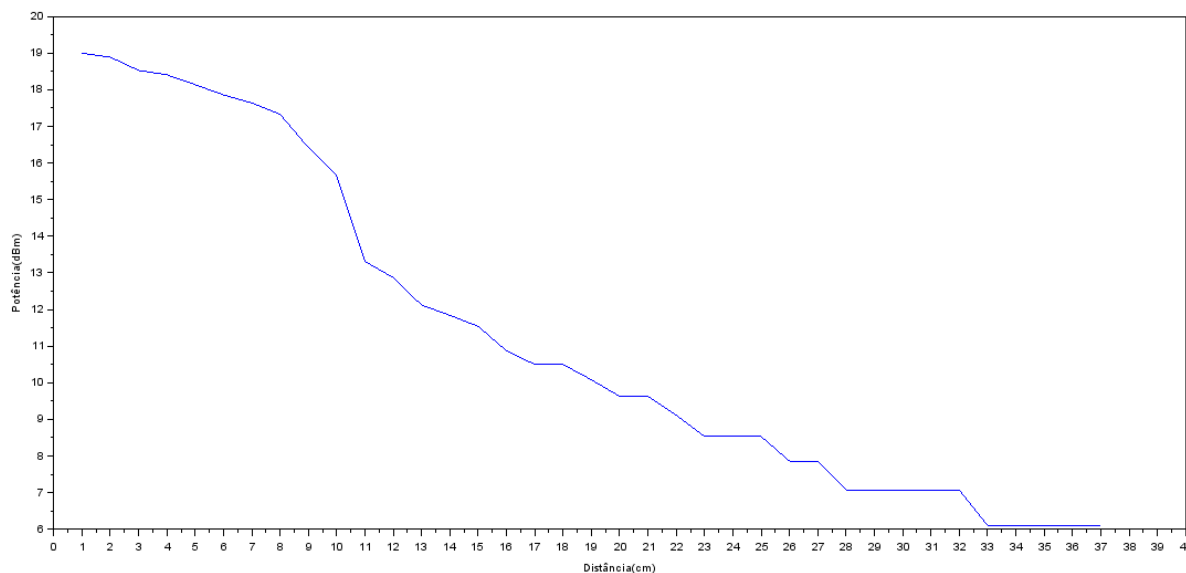


Figura 33: Variação da potência do sinal recebido em função da distância.

Analisando os dados dispostos na tabela 9 e no gráfico da figura 33 observa-se que a redução na potência do sinal recebido não é linear, com 10 cm de distância entre o emissor e o receptor temos metade da potência máxima recebida, já com 20

cm temos um sinal com potência 8 vezes inferior a máxima transmitida, comprovando a não linearidade do sistema de transmissão.

Utilizando os valores obtidos de potência de sinal recebido no receptor e estimando o nível de ruído do sistema é possível estimar a relação entre a energia por bit do sinal transmitido e o nível de ruído em função da distância entre o receptor e o transmissor e também a taxa de erro de bit do sistema em função da distância.

Pelas características do sistema de transmissão, supõe-se que o ruído será composto de ruído branco, devido ao sistema de modulação OOK, de ruído *shot* e ruído térmico devido ao sistema de transmissão ótico, desta forma estima-se uma potência de ruído típico de 2 dBm[19].

De posse dos valores da potência do sinal recebido e da potência de ruído foi calculada a energia de bit ( $E_b$ ) e o nível de ruído ( $N_0$ ) e com estas duas informações foi calculada a taxa de erro de bit utilizando as fórmulas abaixo descritas[21].

$$E_b = \frac{\text{Potência}(W)}{\text{Taxa}(Hz)} = W/Hz \quad (4.1)$$

$$TEB = 0,5 - 0,5 * \text{erf}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (4.2)$$

Onde *erf* é a função erro, também chamada de função erro de Gauss utilizada na teoria de medição (utilizando probabilidade e estatística) quando o resultado de uma série de medições são descritas por uma distribuição normal, definida por

$$\text{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt. \quad (4.3)$$

A tabela 11 relaciona os valores obtidos de potência de sinal e potência de ruído e taxa de erro de bit em função da distância entre o transmissor e o receptor.



Tabela 11: Relação entre a potência de sinal e a potência de ruído.

Distância (cm)	Potência (mW) recebida	Potência (dbm) recebida	$E_b$ (W/Hz)	$N_0$ (W/Hz)	$E_b/N_0$	Raiz( $E_b/N_0$ )	$E_b/N_0$ (dB)	TEB	TEB(%)
1	79,50	19,00	0,0009695393	0,0000621500	15,60	3,95	11,93	0,0000000000	0,00
2	77,46	18,89	0,0009446793	0,0000621500	15,20	3,90	11,82	0,0000000000	0,00
3	71,35	18,53	0,0008700994	0,0000621500	14,00	3,74	11,46	0,0000000000	0,00
4	69,31	18,41	0,0008452394	0,0000621500	13,60	3,69	11,34	0,0000000000	0,00
5	65,23	18,14	0,0007955194	0,0000621500	12,80	3,58	11,07	0,0000000000	0,00
6	61,16	17,86	0,0007457995	0,0000621500	12,00	3,46	10,79	0,0000004960	0,00
7	58,10	17,64	0,0007085095	0,0000621500	11,40	3,38	10,57	0,0000008765	0,00
8	54,02	17,33	0,0006587895	0,0000621500	10,60	3,26	10,25	0,0000020100	0,00
9	43,83	16,42	0,0005344896	0,0000621500	8,60	2,93	9,34	0,0000170915	0,00
10	36,69	15,65	0,0004474797	0,0000621500	7,20	2,68	8,57	0,0000752955	0,01
11	21,40	13,31	0,0002610298	0,0000621500	4,20	2,05	6,23	0,0018709520	0,19
12	19,37	12,87	0,0002361698	0,0000621500	3,80	1,95	5,80	0,0029103330	0,29
13	16,31	12,12	0,0001988799	0,0000621500	3,20	1,79	5,05	0,0056797255	0,57
14	15,29	11,84	0,0001864499	0,0000621500	3,00	1,73	4,77	0,0072107500	0,72
15	14,27	11,54	0,0001740199	0,0000621500	2,80	1,67	4,47	0,0090947790	0,91
16	12,23	10,87	0,0001491599	0,0000621500	2,40	1,55	3,80	0,0141886335	1,42
17	11,21	10,50	0,0001367299	0,0000621500	2,20	1,48	3,42	0,0181729675	1,82
18	11,21	10,50	0,0001367299	0,0000621500	2,20	1,48	3,42	0,0181729675	1,82
19	10,19	10,08	0,0001242999	0,0000621500	2,00	1,41	3,01	0,0230737805	2,31
20	9,17	9,63	0,0001118699	0,0000621500	1,80	1,34	2,55	0,0290431425	2,90
21	9,17	9,63	0,0001118699	0,0000621500	1,80	1,34	2,55	0,0290431425	2,90
22	8,15	9,11	0,0000994399	0,0000621500	1,60	1,26	2,04	0,0373820290	3,74
23	7,13	8,53	0,0000870099	0,0000621500	1,40	1,18	1,46	0,0475812865	4,76
24	7,13	8,53	0,0000870099	0,0000621500	1,40	1,18	1,46	0,0475812865	4,76
25	7,13	8,53	0,0000870099	0,0000621500	1,40	1,18	1,46	0,0475812865	4,76
26	6,12	7,86	0,0000745799	0,0000621500	1,20	1,10	0,79	0,0598974650	5,99
27	6,12	7,86	0,0000745799	0,0000621500	1,20	1,10	0,79	0,0598974650	5,99
28	5,10	7,07	0,0000621500	0,0000621500	1,00	1,00	0,00	0,0786496035	7,86
29	5,10	7,07	0,0000621500	0,0000621500	1,00	1,00	0,00	0,0786496035	7,86
30	5,10	7,07	0,0000621500	0,0000621500	1,00	1,00	0,00	0,0786496035	7,86
31	5,10	7,07	0,0000621500	0,0000621500	1,00	1,00	0,00	0,0786496035	7,86
32	5,10	7,07	0,0000621500	0,0000621500	1,00	1,00	0,00	0,0786496035	7,86
33	4,08	6,10	0,0000497200	0,0000621500	0,80	0,89	-0,97	0,1040783765	10,41
34	4,08	6,10	0,0000497200	0,0000621500	0,80	0,89	-0,97	0,1040783765	10,41
35	4,08	6,10	0,0000497200	0,0000621500	0,80	0,89	-0,97	0,1040783765	10,41
36	4,08	6,10	0,0000497200	0,0000621500	0,80	0,89	-0,97	0,1040783765	10,41
37	4,08	6,10	0,0000497200	0,0000621500	0,80	0,89	-0,97	0,1040783765	10,41

Abaixo temos algumas curvas de desempenho que relacionam os parâmetros descritos na tabela 10.



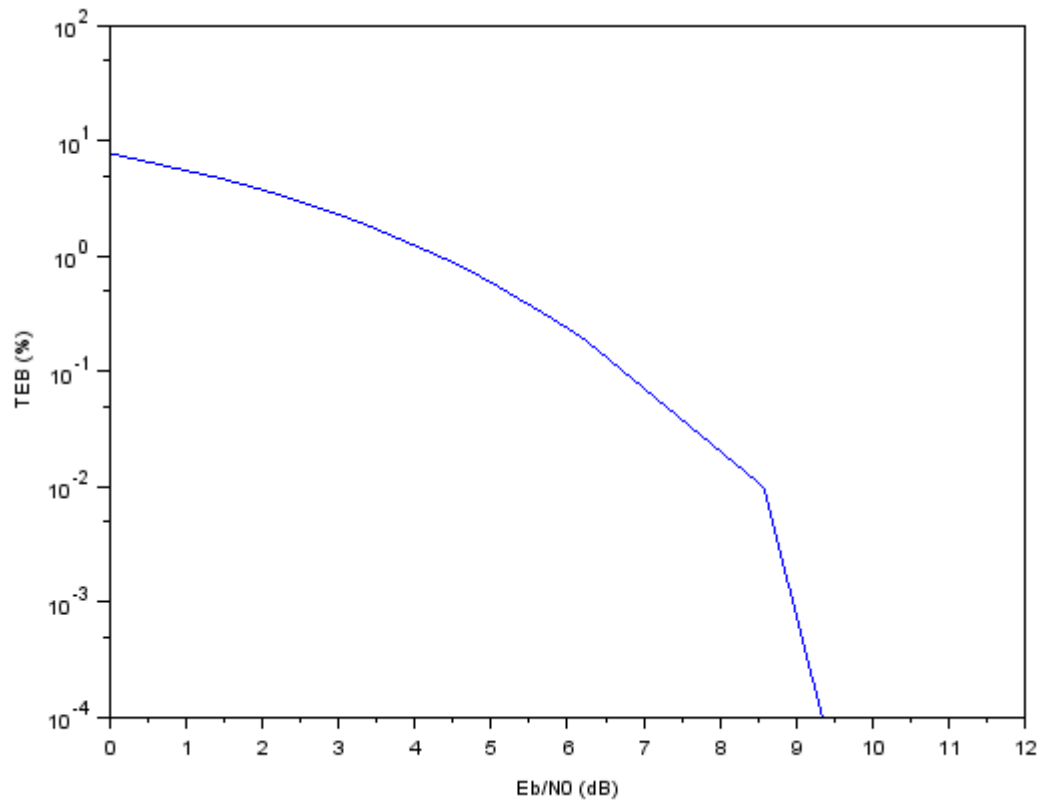


Figura 34: Taxa de erro de *bit* em função de  $E_b/N_0$ .

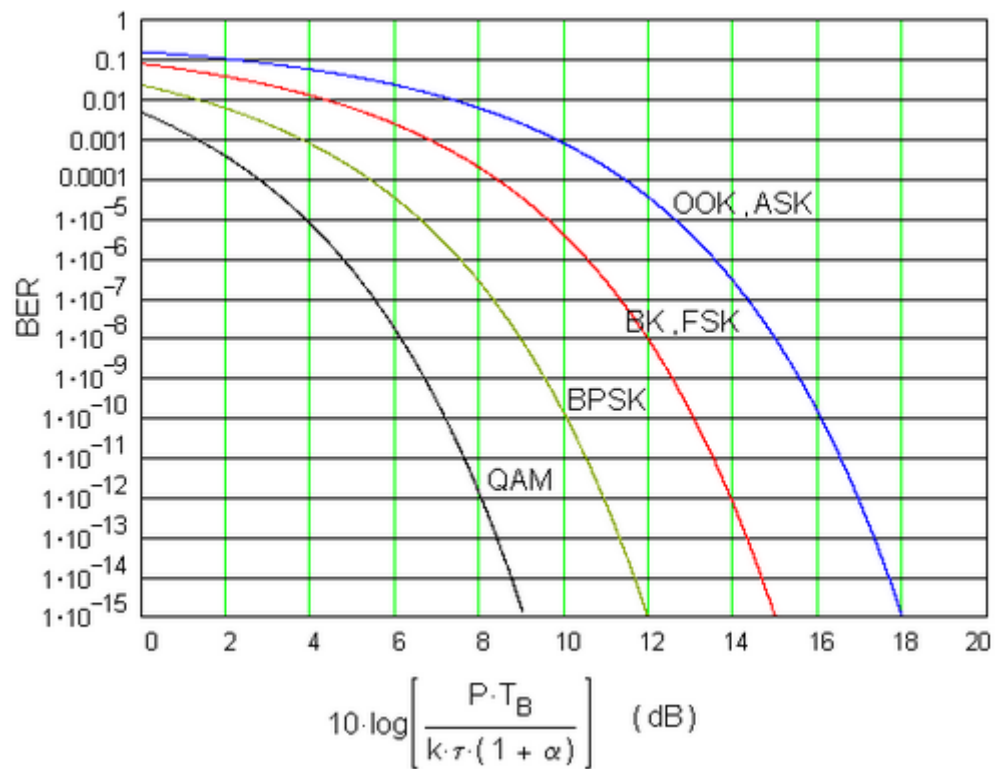


Figura 35: Taxa de erro de *bit* típicos em sistemas de transmissão digital[19].

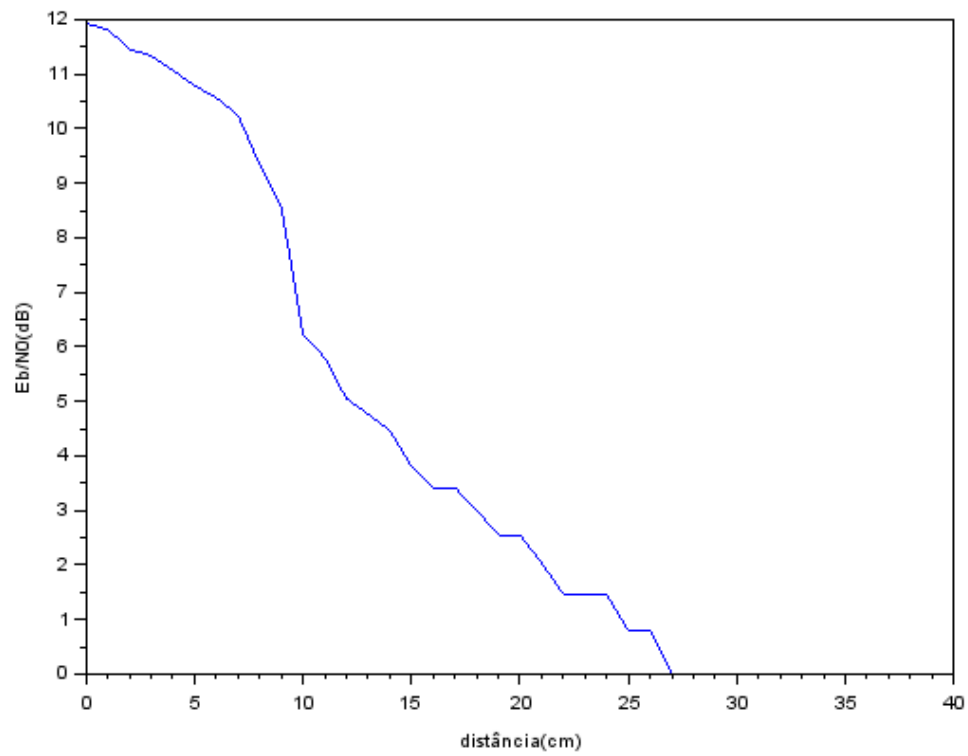


Figura 36:  $E_b/N_0$  em função da distância.

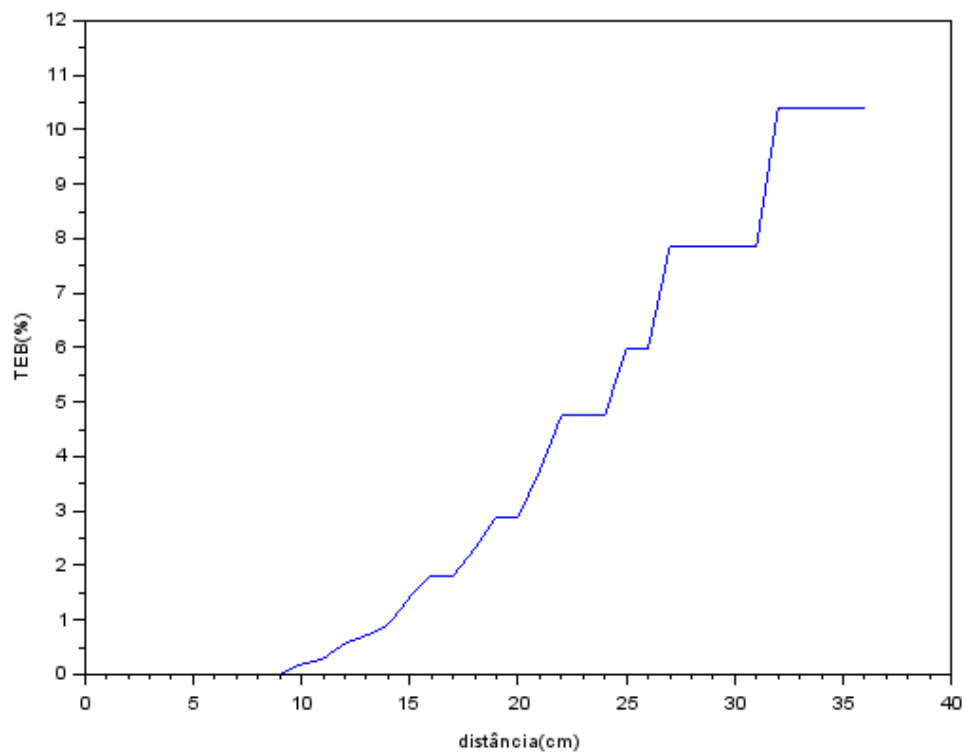


Figura 37: Taxa de erro de *bit* em função da distância.

Analisando as informações contidas na tabela 10 e o gráfico da figura 33 é possível inferir que a taxa de erro de *bit* (TEB) aumenta em função da razão  $E_b/N_0$ , mas como o nível de ruído ( $n_0$ ) é constante, o aumento da TEB está relacionado a redução da energia de bit. A figura 35 mostra as curvas típicas de taxa erro de *bit* em função de  $E_b/N_0$ , se atendo apenas a curva referente ao sistema OOK, observa-se que a curva obtida é compatível com a curva teórica. Como pode ser visto na figura 36, a redução da energia de *bit* está relacionada a distância de transmissão do sistema, portanto o aumento da taxa de erro de *bit* está diretamente relacionado ao aumento da distância entre os componentes de emissão e recepção do sistema, como visto na figura 37.

Uma elevada taxa de erro de *bit* faz com que a taxa de transmissão seja reduzida, uma vez que será necessário aplicar algum fator de correção para suprir a ausência do *bit* que não foi transmitido, por exemplo, retransmitindo o *bit*.

Ainda com base nos resultados da tabela 10 e dos gráficos obtidos a partir dos dados nela contidos, é possível fazer um estudo de caso levantando a hipótese de que se deseja realizar uma transmissão a uma distância de 20 metros e que para isso seria possível reconfigurar o protótipo utilizando componentes de maior qualidade e maior robustez. Com base na tabela 10 sabe-se que para se realizar uma transmissão com qualidade a 10 cm é necessário que a potência recebida seja de 36,63 mW, para isso a potência transmitida tem de ser de no mínimo 79,5 mW, caso se deseje transmitir um sinal a uma distância de 20 metros, teríamos que aumentar a potência transmitida, uma vez que a potência do sinal recebido é atenuada em função da distância. A distância de 20 metros é 200 vezes maior que a distância de 10 cm, logo, duas possibilidades podem ser elencadas, sendo a primeira a utilização de múltiplos LEDs, neste caso, no mínimo 200 LEDs com potência de transmissão igual ao do LED utilizado no protótipo, ou um outro LED com uma potência de no mínimo 15,3 W.

O segundo teste realizado refere-se à variação do ângulo entre o transmissor e o receptor. Inicialmente ambos estão alinhados e a uma distância de 17 cm, ambiente de propagação sendo o ar, tensão de entrada no transmissor sendo 0 V para o nível lógico 0 e 3,12 V para o nível lógico 1, tensão de alimentação do fotorreceptor de 3,12 V, frequência do sinal enviado de 82 Hz. Nestas condições a tensão de saída no receptor foi de 2,68 V. Com uma variação de aproximadamente 20 Graus o transmissor possui uma saída de 3,0 V, ou seja, não é capaz de detectar nenhum

sinal. Isso demonstra que utilizando estes equipamentos o sistema é bastante sensível a variação angular.

#### 4.5.2. TESTES USANDO CANAL DE TRANSMISSÃO AQUÁTICO

O terceiro e último teste realizado consistiu em variar o meio de propagação do sinal, foram mantidas as condições do teste anterior, porém sem a variação do ângulo. Primeiramente foi incluído uma vasilha de vidro como demonstrado na figura 38.

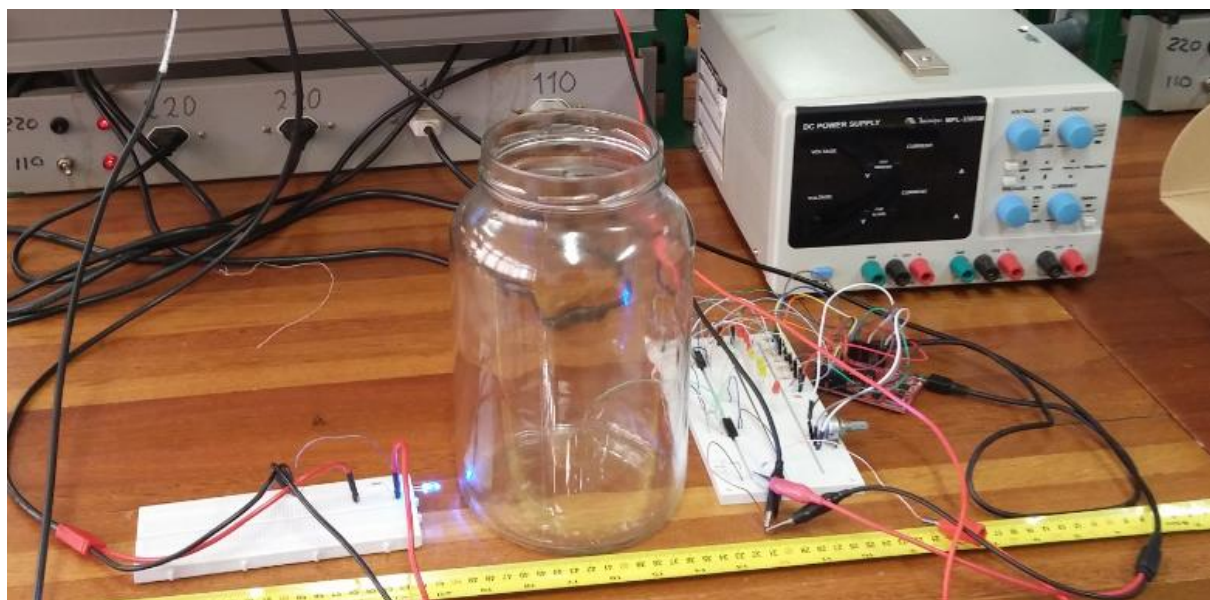


Figura 38: Inclusão de uma vasilha de vidro no ambiente de testes.

O diâmetro da vasilha de vidro utilizada foi de 15 cm, desta forma o meio ficou configurado da seguinte forma: Distância total entre o transmissor e o receptor de 17 cm, 15 cm internos a vasilha e 2 cm externos, considerando que a vasilha estava centralizada, temos 1 cm para cada lado externo a vasilha. Antes da inclusão da vasilha tínhamos uma tensão de saída de 2,68 V, após a inclusão da vasilha esta tensão foi mantida, ou seja, a vasilha não atenuou e nem amplificou o sinal recebido pelo receptor. O próximo passo foi inserir água filtrada no interior da vasilha, foi inserido o total de 1,35 litros de água, como pode ser visto na figura 39.

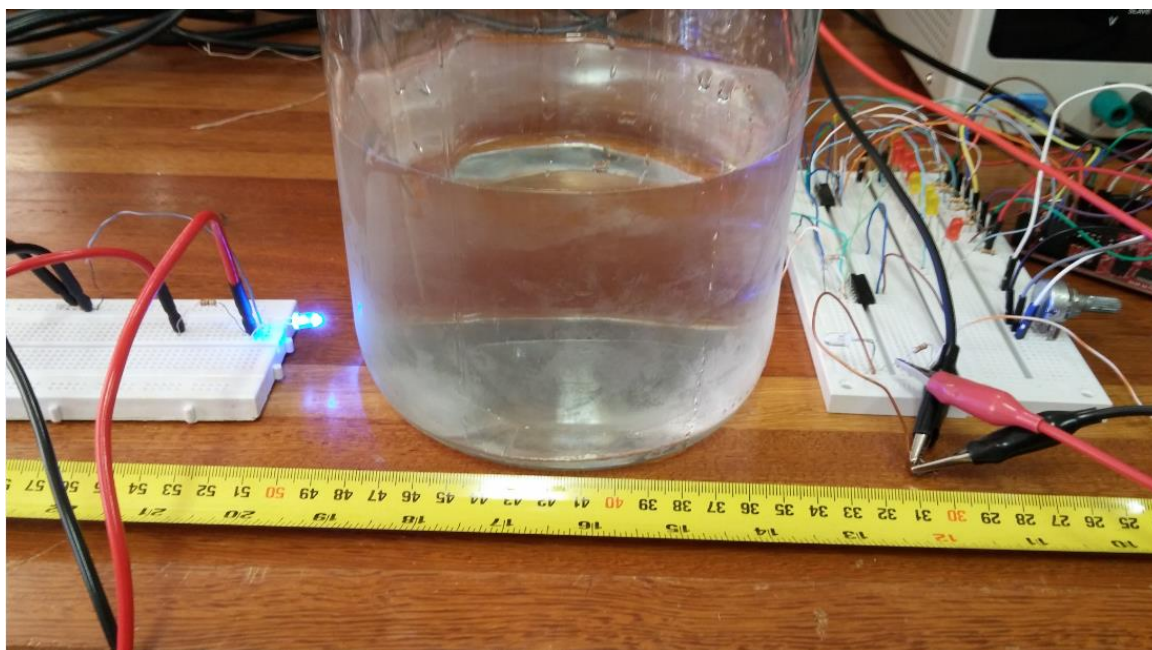


Figura 39: Inclusão de água filtrada no interior da vasilha.

Com a inclusão de água no interior da vasilha a tensão de saída do receptor aumentou de 2,68 V para 2,84 V, ou seja, o sinal foi atenuado pelo meio, mas continuou sendo recebido pelo fotorreceptor, a transmissão não foi inviabilizada. Este resultado pode ser visto na figura 40.

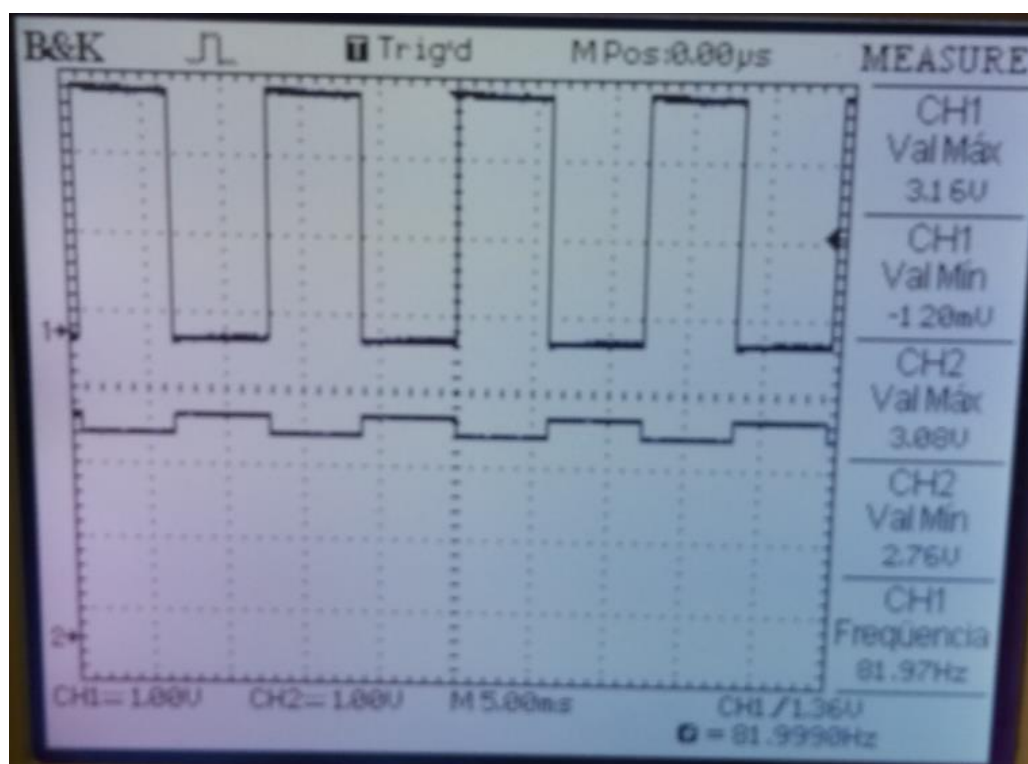


Figura 40: Sinal recebido com a transmissão do sinal no meio subaquático.



O próximo passo foi a inclusão de 150 gramas de Sal refinado no interior da vasilha e sua dissolução na água. Foi obtido como tensão de saída o valor de 2,92 V, ou seja, a dissolução de um material sólido no meio subaquático fez com que o meio adquirisse uma característica opaca, atenuando mais ainda o sinal recebido, como pode ser visualizado nas figuras 41 e 42.



Figura 41: Inclusão de Sal refinado no meio.

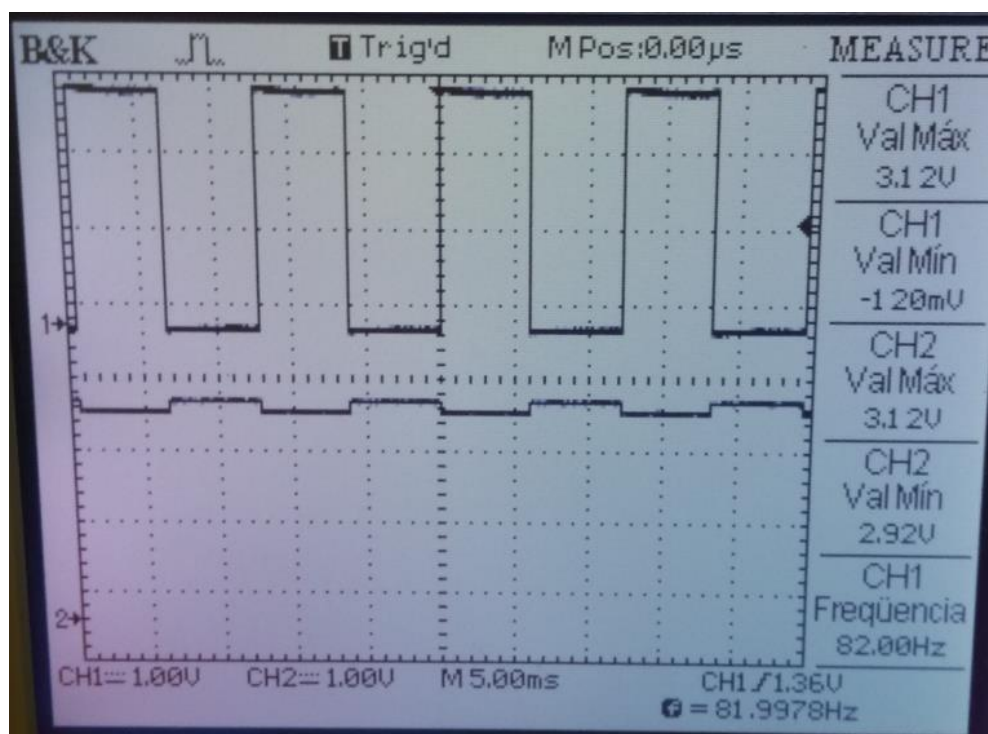


Figura 42: Resultado obtido quando da inclusão de Sal refinado no meio subaquático.

Por fim foi incluída a quantidade de 350 gramas de açúcar, afim de modificar o meio. Nesta configuração foi obtida uma tensão de saída de 3 V como pode ser visto na figura 43.

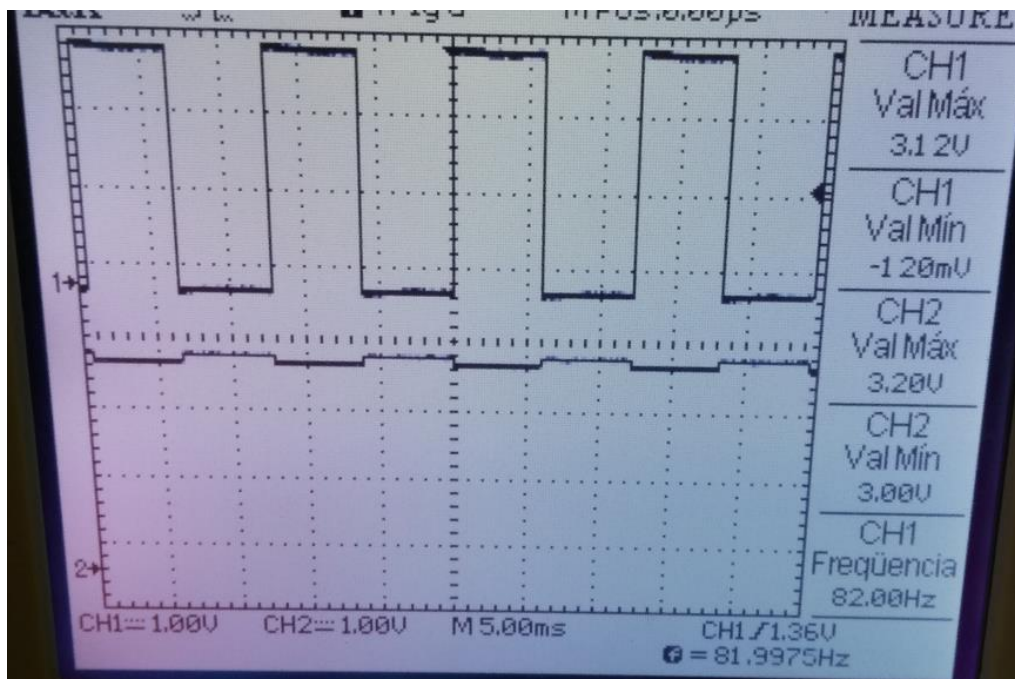


Figura 43: Resultado obtido quando da inclusão de açúcar no meio subaquático

Analisando as sucessivas modificações no meio subaquático conclui-se que a concentração de impurezas é um fator importante para o funcionamento do sistema de comunicação proposto, pois quanto maior o número de impurezas presentes no meio subaquático, pior é o resultado obtido no fotorreceptor, uma vez que a potência de sinal recebida será substancialmente reduzida, acarretando em uma redução da energia de *bit*, que faz com que ocorra um aumento na taxa de erro de *bit*.

## 5. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Nas condições de testes utilizadas, em perfeitas condições de funcionamento do protótipo, verifica-se uma taxa de transmissão máxima de 150 bits/s. O principal componente limitante do sistema é o conversor A/D, pois o mesmo possui uma taxa de amostragem limitada a 300 Hz, o que inviabiliza o envio de sinais com frequência superior a metade da frequência de amostragem do sistema.

Os testes no meio aéreo demonstraram que a potência do sinal recebido é reduzida em função da distância, a união desta redução com o ruído decorrente da modulação OOK e do sistema de transmissão (FSO) faz com que ocorra um aumento da taxa de erro de *bit* sempre que o receptor é afastado do transmissor.

Sistemas FSO devem trabalhar tipicamente com TEB inferiores a  $10^{-6}$  [20], pois com taxas superiores farão com que ocorra erros na recepção do sinal transmitido. Verifica-se que com o protótipo desenvolvido, essa condição é respeitada até uma distância de aproximadamente 10 cm.

Os testes realizados no meio subaquático foram limitados pelo fato de que não foi possível variar a distância entre o transmissor e o receptor neste meio (foi realizada a tentativa com outros vasos, porém estas eram muito rasas, inviabilizando a correta utilização), assim como foi realizado quando o meio entre o emissor e o receptor foi o ar, mesmo assim foi possível inferir que a água reduz de maneira significativa a potência de sinal recebido, ocasionando em um aumento da taxa de erro de *bit*, uma vez que a potência recebida agora varia em função da distância e também em função do meio. Realizando uma comparação entre os resultados obtidos no ambiente



terrestre e o resultado obtido no ambiente subaquático, a potência recebida no meio subaquático a uma distância de 17 cm corresponderia a uma distância de aproximadamente 29 cm no meio terrestre.

Com o intuito de se obter uma melhor taxa de transmissão, pode ser utilizado um hardware com maior capacidade de processamento que seja capaz de realizar a conversão de analógico para digital e os cálculos necessários em um menor espaço de tempo.

Já para se aumentar o alcance do sistema (distância entre o emissor e o receptor e uma menor taxa de atenuação) sem aumentar a taxa de erro de *bit* seria necessário o aumento da potência de transmissão e com o aumento da potência de transmissão, é possível aumentar a potência de transmissão utilizando múltiplos LEDs emissores ou um LED emissor com uma maior taxa de fluxo luminoso (lm). A escolha da cor do LED foi acertada, uma vez que o espectro do azul (comprimento de onda entre 450 e 495 nm) possui o menor nível de atenuação no meio subaquático, que é de 0,05 lm/m, como pode ser visto na figura 7.

Por fim, conclui-se por meio dos testes realizados que o sistema proposto poderá ser viável desde que seja aprimorado, que é possível prover uma melhora no seu desempenho utilizando equipamentos de maior robustez (principalmente o hardware onde foi programado o conversor A/D e o LED utilizado na transmissão do sinal) e que desta forma será possível realizar novos testes visando a melhoria do sistema de comunicação ótica sem fio no meio subaquático afim de se utilizar o sistema para aplicações de distâncias moderadas.

## BIBLIOGRAFIA

- [1] INOVAÇÃO TECNOLÓGICA (Brasil) (Comp.). **Comunicação ótica submarina**. 2013. Disponível em: <<http://www.inovacaotecnologica.com.br/noticias/noticia.php?artigo=comunicacao-optica-submarina&id=010180100628#.VATflqMQPdl>>. Acesso em: 29 out. 2014.
- [2] NET, Oficina da. **O que é fibra ótica**. 2013. Disponível em: <<http://www.oficinadanet.com.br/artigo/redes/o-que-e-fibra-optica-e-como-funciona>>. Acesso em: 29 out. 2014.
- [3] ARNON, Shlomi. **Underwater optical wireless communication network**. 2010. 6 f. TCC (Graduação) - Curso de Electrical And Computer Engineering, Electrical And Computer Engineering Department, Ben-gurion University Of The Negev, Beer-sheva, Il-84105, Israel, 2010.
- [4] BRUDAGE, Heather. **Design a Wireless Underwater Communication System**. 2006. 69 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Mechanical Engineering, Mit, Massachussets, 2006.
- [5] Revista Espaço Acadêmico – Ano I – Nº 7 – Dezembro de 2001 – Mensal – ISSN 1519.6186
- [6] TELECO (Brasil) (Org.). FSO I: Visão Geral. Disponível em: <[http://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialfsoeab1/pagina\\_2.asp](http://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialfsoeab1/pagina_2.asp)>. Acesso em: 12 nov. 2014.
- [7] TELECO (Brasil) (Org.). FSO I: Visão Geral. Disponível em: <<http://www.teleco.com.br/pdfs/tutorialtecfs0.pdf>>. Acesso em: 12 nov. 2014.
- [8] MACCUNE, Earl. **Practical Digital Wireless Signal**. Cambridge University: Cambridge University Press, 2010.
- [9] POWERS, John. **An introduction to Fiber Optic Systems**. 2. ed. California: Irwin, 1997. 340 p.

- [10] HECHT, Jeff. **Understanding Fiber Optics**. 4. ed. Columbus, Ohio: Prentice Hall, 2002. 773 p.
- [11] Keiser, Gerd Optical communications Essentials USA: McGraw-Hill Companies, Inc., 1984.
- [12] MALVINO, Albert Paul; BATES, David J.. **Eletrônica**. 7. ed. Usa: Mc Graw Hill, 2014.
- [13] (Brasil)(Org.)..Disponível em: <[https://www.standrews.ac.uk/~www\\_pa/Scots\\_Guide/RadCom/part19/page1.html](https://www.standrews.ac.uk/~www_pa/Scots_Guide/RadCom/part19/page1.html)>. Acesso em: 12 nov. 2014.
- [14] (Brasil) (Org.). -. Disponível em: <[http://pt.wikipedia.org/wiki/Diodo\\_emissor\\_de\\_luz](http://pt.wikipedia.org/wiki/Diodo_emissor_de_luz)>. Acesso em: 12 nov. 2014.
- [15] (Org.).. Disponível em: <[http://pt.wikipedia.org/wiki/Laser\\_diodo#mediaviewer/File:Simple\\_vcsel.svg](http://pt.wikipedia.org/wiki/Laser_diodo#mediaviewer/File:Simple_vcsel.svg)>. Acesso em: 12 nov. 2014.
- [16] . -. Disponível em: <[http://www.scielo.br/scielo.php?pid=S180611172013000200014&script=sci\\_arttext](http://www.scielo.br/scielo.php?pid=S180611172013000200014&script=sci_arttext)>. Acesso em: 17 maio. 2015.
- [17] Disponível em: <<http://slideplayer.com.br/slide/1575716/>>. Acesso em: 12 nov. 2014.
- [18] Disponível em: <<http://pt.wikipedia.org/wiki/LDR#mediaviewer/File:Photoresistor.svg>>. Acesso em: 12 nov. 2014.
- [19] ARTUZI JUNIOR, Dr. Wilson Arnaldo. Modulação Digital. 2014. Disponível em: <<http://www.eletrica.ufpr.br/artuzi/apostila/>>.
- [20] MANEA, Viorel; DRAGOMIR, Radu; PUSCOCI, Sorin. **OOK and PPM modulations effects on bit error rate in terrestrial laser transmissions**. , 2011. 61 p.
- [21] Lathi, B. (1983). Sistemas de comunicação (2 ed., Vol. 1, pág. 1-395). Rio de Janeiro, Rio de Janeiro: Guanabara Koogan S.A.

# ANEXO A

## Código utilizado na programação do microcontrolador MSP-430.

```
#include <msp430.h>

void main (void)
{
    WDTCTL = WDTPW | WDTHOLD; // Stop watchdog

    BCSCCTL1 = CALBC1_1MHZ; // MCLK e SMCLK @ 1MHz
    DCOCTL = CALDCO_1MHZ; // MCLK e SMCLK @ 1MHz

    P1DIR |= BIT6 + BIT7 + BIT5 + BIT4;
    P1OUT = 0;

    P2DIR |= BIT1 + BIT2 + BIT3 + BIT4 + BIT5;
    P2OUT = 0; // começa com todos desligados;

    //Timer_A 47,6 KHz on OUT1 , SMCLK/1, Up mode
    // gerando uma interrupção a cada 0,021 ms ( $21 \cdot (1/1\text{MHz}) = 2,1 \cdot 10^{-5}$  segundos
    = 0,021 ms)

    TACCR0 = 21 - 1;

    TACCR1 = 0;

    TACCTL1 = OUTMOD_7; // Reset/set

    TACTL = TASSEL_2 + ID_0 + MC_1 + TACLRL + TAIE; // SMCLK/1, Up mode , clear
    //ADC on , VCC and VSS refs , sample for 4 cyes , int ref off , no ints

    ADC10CTL0 = SREF_0 + ADC10SHT_1 + ADC10ON + ADC10IE + ADC10SR ;
    // Input channel 0, start using ADC10SC bit , no clock division ,
    // internal ADC clock , single channel single conversions

    ADC10CTL1 = INCH_0 + SHS_0 + ADC10DIV_0 + ADC10SSEL_3 + CONSEQ_0;
```

```

ADC10AE0 |= BIT0; // Enable analog input on channel 0

_BIS_SR(LPM0_bits+GIE);
}

#pragma vector = TIMER0_A1_VECTOR
__interrupt void TA0_ISR(void)
{

    TACTL &= ~TAIFG;
    ADC10CTL0 |= ENC + ADC10SC;
}

#pragma vector = ADC10_VECTOR
__interrupt void ADC10_ISR(void) // Flag cleared automatically
{

    volatile int valor = 0;
    volatile int valor_8bits = 0;
    volatile int a=0, b=0, c=0, d=0, e=0, f=0, g=0, h=0;
    volatile int aa=0, bb=0, cc=0, dd=0, ee=0, ff=0, gg=0, hh=0;
    P1OUT = P1OUT & (BIT6 + BIT5 + BIT7);
    valor = ADC10MEM;
    valor_8bits = (int)(valor*0.25);
    aa = (valor_8bits*0.5);
    a = valor_8bits % 2;

    bb = (aa*0.5);
    b = aa % 2;

    cc = (bb*0.5);
    c = bb % 2;

    dd = (cc*0.5);
    d = cc % 2;

    ee = (dd*0.5);
    e = dd % 2;

    ff = (ee*0.5);

```

```

f = ee % 2;

gg = (ff*0.5);
g = ff % 2;

hh = (gg*0.5);
h = gg % 2;

if(a==0) // Se o bit for zero, será enviado o sinal igual a 1,
        //para corrigir a inversão de sinal do sistema de transmissão.
{
    P1OUT = P1OUT | BIT5;
}
if(a==1) // Se o bit for um, será enviado o sinal igual a 0,
        //para corrigir a inversão de sinal do sistema de transmissão.
{
    P1OUT = P1OUT & (BIT6 + BIT7);
}
if(b==0)
{
    P2OUT = P2OUT | BIT1;
}
if(b==1)
{
    P2OUT = P2OUT & (BIT2 + BIT3 + BIT4 + BIT5);
}
if(c==0)
{
    P2OUT = P2OUT | BIT2;
}
if(c==1)
{
    P2OUT = P2OUT & (BIT1 + BIT3 + BIT4 + BIT5);
}
if(d==0)
{
    P2OUT = P2OUT | BIT3;
}
if(d==1)
{

```

```

        P2OUT = P2OUT & (BIT1 + BIT2 + BIT4 + BIT5);
    }
    if(e==0)
    {
        P2OUT = P2OUT | BIT4;
    }
    if(e==1)
    {
        P2OUT = P2OUT & (BIT1 + BIT2 + BIT3 + BIT5);
    }

    if(f==0)
    {
        P2OUT = P2OUT | BIT5;
    }
    if(f==1)
    {
        P2OUT = P2OUT & (BIT1 + BIT2 + BIT3 + BIT4);
    }

    if(g==0)
    {
        P1OUT = P1OUT | BIT6;
    }
    if(g==1)
    {
        P1OUT = P1OUT & (BIT7 + BIT5 + BIT4);
    }

    if(h==0)
    {
        P1OUT = P1OUT | BIT7;
    }
    if(h==1)
    {
        P1OUT = P1OUT & (BIT6 + BIT5 + BIT4);
    }

    P1OUT = P1OUT | BIT4;

```

```
ADC10CTL0 &= ~(ENC) & ~(ADC10SC);  
ADC10CTL0 &= ~ADC10IFG;
```

```
}
```